

УНИВЕРЗИТЕТ СИНГИДУНУМ  
ДЕПАРТМАН ЗА ПОСЛЕДИПЛОМСКЕ СТУДИЈЕ  
БЕОГРАД

АНАЛИЗА ПЕРФОРМАНСИ *DVB-T2* ПРЕНОСА У  
*NLOS FADING* ОКРУЖЕЊУ

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ментор:  
Проф. др Петар Спалевић

Студент:  
Дејан Јакшић дипл. инж.



Београд, 2020.

**SINGIDUNUM UNIVERSITY  
DEPARTMENT FOR POSTGRADUATE STUDIES  
BELGRADE**

**DVB-T2 PERFORMANCE ANALYSIS IN NLOS FADING  
ENVIRONMENT**

**DOCTORAL DISSERTATION**

**Mentor:  
Prof. dr Petar Spalević**

**Student:  
Dejan Jakšić dipl. ing.**



**Belgrade, 2019.**

## **ЗАХВАЛНИЦА**

*Ова докторска дисертација је настала као резултат дугогодишњих истраживања под руководством проф. др Петра Спалевића, коме исказујем велику захвалност на пренесеном знању, стрпљењу и помоћи приликом израде ове дисертације.*

*Свакако, велику захвалност исказујем и проф. др Стефану Панићу на огромном труду који је уложио да би се ова дисертација успешно привела крају.*

*И на крају, неизмерну захвалност исказујем својим родитељима и својој породици на несебичној помоћи и стрпљењу дуги низ година.*

*Дејан П. Јакишић*

## Садржај

Сажетак .....	7
Увод.....	8
1. Основе OFDM и синхронизација .....	10
1.1 Пројектовање OFDM сигнала .....	10
1.1.2 GI (Guard Interval) .....	10
1.1.3 Прављење прозора (windowing) .....	11
1.1.3.1 Спектар предајника импулсног облика .....	11
1.1.4 Системски TF (ADC, DAC, IF-Филтери, RF Front Ends) .....	12
1.2. OFDM Модел Система .....	13
1.2.1 Модел сигнала и дефиниције.....	13
1.2.2 Еквивалентни “lowpass” пренетог сигнала.....	15
1.2.3 Временско-дисперзивни канал .....	15
1.2.4 OFDM демодулација.....	16
1.2.5 Грешке у синхронизацији .....	18
1.2.5.1 Грешке у синхронизацији времена FFT.....	18
1.2.5.2 Грешка у синхронизацији носилаца.....	19
1.2.5.3 Заједнички офсет носилаца и тајминга.....	21
1.3 Перформансе некодованог OFDM система.....	22
1.3.1 Математичко моделовање.....	22
1.3.2 Аналитичко извођење (процена) BER .....	23
1.3.3 Примена математичког модела.....	25
1.3.3.1 Кохерентна детекција са савршеном проценом канала .....	25
1.3.3.2 Диференцијална детекција.....	26
1.3.4 Примена за различите шеме модулације .....	27
1.3.4.1 BPSK и QPSK .....	27
1.3.4.2 8-PSK.....	28
1.3.4.3 16-QAM.....	28
1.3.4.4 16 Star-QAM .....	30
1.3.5 Перформансе .....	30
2. MPEG-4 Видео компресија .....	34
2.1 Увод.....	34
2.2 Преглед MPEG-4.....	36

---

2.2.1 MPEG-4 профили .....	36
2.2.2 Особине MPEG-4 .....	37
2.2.2.1 Предпроцесирање и видео кодовање .....	38
2.2.2.2 Транспортни слој (Transport Layer).....	39
2.2.2.3. Видео декодер и постпроцесирање .....	39
2.3 MPEG-4 објектно базирана орјентација .....	40
2.4 MPEG-4 интерактивност базирана на садржају.....	42
2.4.1. VOP - базирано кодовање.....	44
2.4.2 Кодовање покрета и текстуре.....	45
2.4.3 Кодовање облика.....	48
2.4.3.1 Кодовање VOP облика.....	48
2.4.3.2 Кодовање облика у сивим нијансама .....	50
2.5 Скалабилност видео објектата.....	50
2.6 Мерење квалитета видеа .....	52
2.6.1 Субјективна процена видео квалитета.....	52
2.6.2 Објективни квалитет видеа .....	53
2.7 Утицај параметара кодовања .....	54
3. Компаративна студија MPEG-4 и H.264 кодека .....	59
3.1 Пројекат ITU-T H.264 .....	59
3.2 H.264 технике видео кодовања .....	59
3.2.1 H.264 кодер .....	60
3.2.2 H.264 декодер .....	61
3.3 H.264 специфични кодни алгоритам.....	61
3.3.1 Интра-фрејм предвиђање .....	62
3.3.2 Интер-фрејм предвиђање .....	63
3.3.2.1 Величине блокова .....	64
3.3.2.2 Прецизност процене покрета .....	64
3.3.2.3 Избор више референтних фрејмова за компензацију покрета .....	65
3.3.2.4 Филтер за деблокацију .....	65
3.3.3 Целобројна трансформација .....	66
3.3.3.1 Развој 4x4-пиксела целобројне DCT .....	67
3.3.3.2 Квантизација.....	70
3.3.3.3 Комбиновани процес трансформације, квантизације,.....	72
3.3.3.4 Пример целобројне трансформације (Integer Transform).....	73
3.4.1 Ентропијско кодовање.....	75
3.4.1.1 Universal Variable Length Coding (UVLC).....	76
3.4.1.2 Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC) .....	76
3.5 Компаративна студија MPEG-4 и H.264 кодека .....	76

---

3.5.1 Интра-фрејм кодовање и предвиђање.....	77
3.5.2 Интер-фрејм предвиђање и компензација покрета.....	77
3.5.3 Трансформационо кодовање и квантизација .....	78
3.5.4 Ентропијско кодовање.....	78
3.5.5 Филтер за деблокацију .....	79
3.6 Резултујуће перфромансе.....	79
3.6.1 Перформансе MPEG-4.....	79
3.6.2 Перформансе H.264 .....	81
3.6.3 Компаративна студија .....	83
3.7 MPEG-4 Битстрим и битска осетљивост студија.....	85
3.7.1 Структура кодовања визуелних података .....	85
3.7.2 Видео подаци.....	86
3.7.3 Подаци статичне текстуре.....	87
3.7.4 Подаци мреже.....	87
3.7.5 Подаци за параметре анимације лица .....	87
3.8 Визуелна битстрим синтакса .....	87
3.8.1 Стартни (почетни) кодови.....	87
3.9 Отпорност на грешке видео кодовања у MPEG-4 .....	88
3.10 Алати за отпорност на грешке у MPEG-4 .....	90
3.10.1 Ресинхронизација.....	90
3.10.2 Подела података.....	92
3.10.3 Реверзибилни кодови променљиве дужине (RVLC) .....	93
3.10.4 Header Extension Code (код проширеног заглавља).....	94
3.11 MPEG-4 студија осетљивости бита.....	94
3.11.1 Симулација статистике кодовања .....	95
3.11.2 Утицаји грешака.....	98
4. РФ пропагационо моделовање код 5G система .....	102
4.1 Математичко моделирање простирања радио таласа у mmWave опсезима	106
4.1.1 Стохастични канални модели за mmWave комуникације .....	107
4.1.2 Модел система.....	107
4.1.3 Нумерички резултати .....	111
5. Перформансе DVBT преноса у NLOS окружењу.....	113
6. Закључак .....	117
7. Референце .....	120

---

## Сажетак

Системи дигиталног земаљског видео емитовања (Terrestrial Digital Video Broadcasting Systems, DVB-T2) у реалним условима преноса често не врше пренос у окружењу где је присутна оптичка видљивост (LOS, line-of-sight) и где је висок ниво односа сигнал-шум константно присутан на пријему. Услед тога јавља се потреба за развојем стандарда DVB-T2 сервиса преноса у окружењу када није присутна оптичка видљивост и кад је ниво SNR на пријему испод предвиђеног прага.

Приликом развоја DVB-T2 стандарда посебна пажња је посвећена реализацији технике преноса ортогоналног мултиплекса по фреквенцијама (OFDM) нарочито код сценарија пријема видео сигнала помоћу мобилних телефона и других паметних уређаја. Развој нових DVB-T2 сервиса такође захтева реализацију квалитетног преноса видео сигнала високе дефиниције (HD, high definition) и интеграције са разним сервисима 5G система видео преноса. Бежична комуникација између различитих уређаја у окружењу када није присутна оптичка видљивост (NLOS) се заснива на преносу вишеструких копија емитованог сигнала које стижу до пријемника посредством различитих путања. Услед тога сигнал на пријему је изложен утицају фединга и ко-каналне интерференције.

## Увод

Предмет истраживања ове дисертације је анализа карактеристика бежичног DVB-T2 преноса сигнала у NLOS окружењу у присуству фединга и ко-каналне интерференције са освртом на перформансе преноса, који се одвија под композитним утицајем ефекта сенке и наведених сметњи, у циљу утврђивања оптималног сценарија пријема HD видео сигнала, као и одређивање оптималних вредности параметара таквог преноса. За посматране сценарије преноса биће одређене стандардне мере перформанси система, као што су средња вероватноћа грешке по биту, вероватноћа отказа и капацитет канала. Биће представљена аналитичка и нумеричка решења проблема, а утицај појединих параметара система на перформансе бежичног преноса ће бити графички представљени. **Општа хипотеза** од које се кренуло у истраживање у дисертацији је: *Анализом карактеристика DVB-T2 преноса сигнала у NLOS окружењу у присуству фединга и ефекта сенке, могуће је одредити оптималне параметре преноса.* **Појединачне хипотезе** које су коришћене у дисертацији су:

1. На основу анализе стандардних мера перформанси DVB-T2 преноса у NLOS окружењу, могуће је пројектовати линк за пренос сигнала HD формата са предефинисаним нивоом квалитета на пријему.
2. Повећање ефикасности преноса и унапређење квалитета сигнала на пријему за посматране сценарије DVB-T2 преноса у NLOS окружењу могуће је остварити избором одговарајућег модулационог формата.

**Циљ истраживања** је утврђивање карактеристика DVB-T2 преноса у NLOS окружењу у присуству различитих сметњи које се јављају, како би се одредио оптимални сценарио преноса, и одредиле оптималне вредности параметара линкова за такав сценарио преноса. **Примењене методе истраживања** - У току научног и истраживачког рада употребљене су различите методе како би били задовољени основни методолошки захтеви – објективност, поузданост, општост и систематичност. У складу са изабраном проблематиком, дефинисаним циљевима истраживања и постављеним научним хипотезама ради дефинисања научних и стручних закључака и изналагања могућих решења биће извршена теоријска анализа уз коришћење резултата истраживања из међународне научне литературе, односно сазнања научника и других аутора који су истраживали проблематику којом се бави и овај рад. У овој дисертацији ће се истраживати научно-теоријска сазнања, уз релевантну литературу коришћењем већег броја метода, и то: методе анализе, методе генерализације и специјализације, методе упоредног посматрања и анализе садржаја. Применом **историјског метода** биће прибављени резултати истраживања других аутора који су се бавили DVB-T2 преносом у NLOS окружењу у присуству различитих типова сметњи. Прибављени подаци потичу углавном из докторских дисертација и радова публикованих у релевантним научним часописима високе категорије M21-M23 и са релевантних научних скупова, конференција. **Метода комплексног посматрања и анализа садржаја** биће примењена приликом обраде резултата преузетих из истраживања са других европских универзитета и



докторских дисертација. Ови резултати су употребљени у циљу дефинисања правца истраживања проблема HD DVB-T2 преноса у NLOS окружењу присуству различитих типова сметњи. Применом **аналитичког метода, као и метода симулације** експерименталног метода биће утврђене могућности HD DVB-T2 преноса у NLOS окружењу у присуству различитих типова сметњи. Након утврђивања могућности преноса у наведеним системима, биће разматрани оптимални сценарији преноса, и одређене оптималне вредности параметара линкова таквих сценарија преноса. На овај начин биће примењене и **метода анализе и синтезе**. Сагледавањем перформанси DVB-T2 преноса у NLOS окружењу у присуству различитих типова сметњи могу се одредити су оптималне вредности параметара линка за које би био обезбеђен захтевани HD квалитет преноса и интеграција са видео сервисима 5G системима.

Применом предложених сценарија преноса укључујући и избор одговарајућег модулационог формата, броја подносиоца и типа кодовања могу се остварити велике брзине преноса уз висок ниво квалитета HD DVB-T2 сигнала.

Тема докторске дисертације је актуелна, а допринос предложеног истраживања је у уочавању значаја употребе савремених технологија у виду коришћења HD DVB-T2 преноса у NLOS окружењу у циљу остварења преноса података уз предефинисане критеријуме брзине, квалитета и ефикасности преноса.

У складу са предметом и циљем, постављеним претпоставкама и методама истраживања, очекује се да ће резултати овог научно-истраживачког рада дати допринос напретку у овој области.

Очекивани резултат, односно исход који ће се добити након спроведеног истраживања јесте да ће се постављене хипотезе доказати или оповргнути.

## 1. Основе OFDM и синхронизација

Циљ овог поглавља је да пружи неке теоријске основе о OFDM техници преноса. Кратак увод у OFDM је дат у поглављу 1.1. Ми ћемо да разматрамо блок дијаграм “класичаног” OFDM система, који користи GI (Guard Interval) за ублажавање оштећења од вишеструких простирања радио канала. Такође ћемо дискутовати о неколико разматрања дизајна у вези са својствима хардвера и извести математички модел за идеализовани систем, што доводи до закључка да се симболски подаци преносе независно један од другог [тј., без (intersymbol interference) ISI и (intercarrier interference) ICI]. Штавише, анализирати ћемо ефекте несавршености синхронизације, као и офсете фреквенције носиоца и фазе и грешке прорачунавања времена (тајминга).

Поглавље 1.3 уводи метод рачунања некодованих BER за овај идеализовани модел OFDM система. Ова метода је углавном заснована на раду представљеном у [1]. Диференцијалне и кохерентне шеме детекције могу се оценити за Рејлијев и Рајсов канални фединг. Такође ћемо показати да је, предлог за систем који истражујемо, диференцијална детекција у временском правцу много боља од диференцијалне детекције у фреквенцијском правцу. Несавршена синхронизација и процена канала може се оценити коришћењем проширеног модела система и укључивањем деградације SNR због ISI и ICI. У овом поглављу се разматрају основни аспекти.

### 1.1 Пројектовање OFDM сигнала

Предлог реалног на OFDM заснованог система комуникације је један од циљева овог истраживачког пројекта. Дакле, ми ћемо овде елаборирати нека разматрања у вези хардверског дизајна, која се често занемарују у теоријским студијама. Елементи ланца за пренос који утичу на дизајн преносивих OFDM сигнала укључују следеће:

- Временски-дисперзивна природа мобилних канала. Шема преноса мора бити у стању да се носи са овим.
- Ограничење пропусног опсега канала. Сигнал треба да заузме што је могуће мање пропусног опсега и уведе минимум ометања система на суседним каналима.
- TF хардвера предајника/пријемника. Ово TF смањује употребљив пропусни опсег у односу на теорију која је дата Теоремом о одабирању. Тако је потребан неки “oversampling”.
- Фазни цитер и фреквенцијски офсет за up- и down- конверторе, и Доплерово ширење канала.

#### 1.1.2 GI (Guard Interval)

Као што је поменуто раније, GI је уведен да сачува ортогоналност SC и независност наредних OFDM симбола, када се OFDM сигнал преноси преко вишеструких простирања радио канала. GI, циклични префикс, је копија последњег дела OFDM симбола, који се преноси пре тзв. ефикасаног дела симбола (Слика 1.2). Његово трајање  $T_{guard}$  је једноставно изабрано да буде веће од максималног вишка кашњења (у најгорем

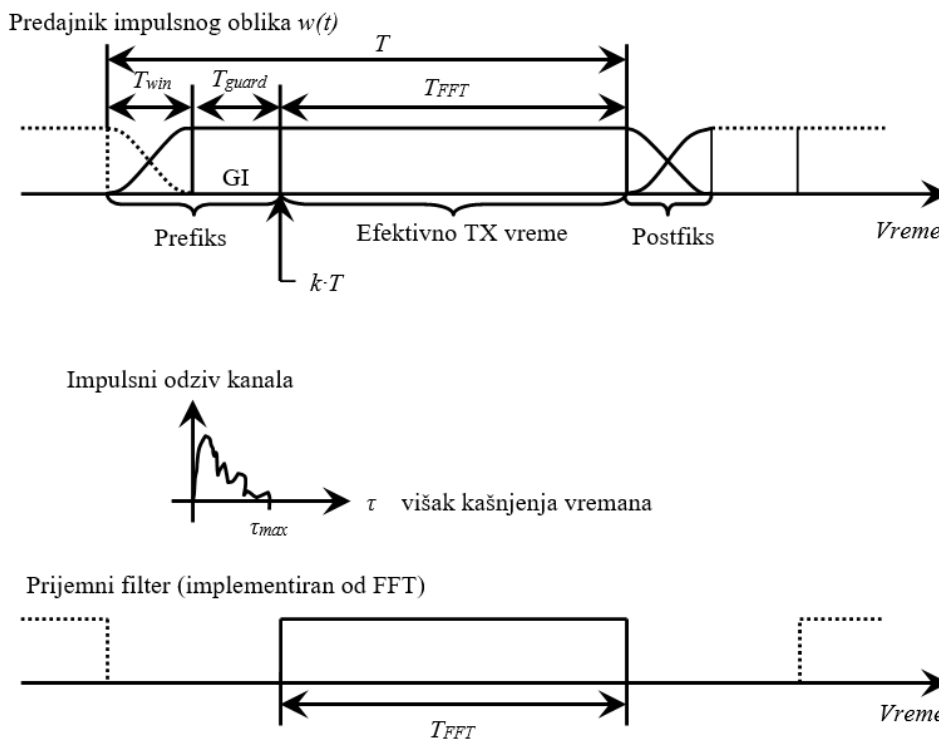
случају) радио канала. Дакле, ефикасни део примљеног сигнала може се посматрати као циклична конволуција преноса OFDM симбола помоћу IR канала.

### 1.1.3 Прављење прозора (windowing)

Правоугаони импулс има веома велики пропусни опсег захваљујући бочним сноповима своје ФТ постојеће синк функције. Прављење прозора је добро позната техника за смањење нивоа бочних снопова и тиме се смањује снага сигнала који се емитује изван опсега. У OFDM систему, прозор који се примењује не сме да утиче на сигнал током његовог ефикасног периода. Дакле, циклично проширени делови симбола су у импулсном облику као што се види на слици 1.1 [3].

Треба знати да овај додатни циклични префикс проширује GI у извесној мери, то јест одлагање ширења кашњења је благо побољшано. С друге стране, ефикасност је додатно смањена, као део прозора се такође одбацује у пријемнику. Ортогоналност SC од OFDM сигнала је обновљена помоћу правоугаоног филтера пријемника спроводена од DFT (слика 1.1), захтева исправну процену DFT стартног времена  $kT$ , где је  $T_{OFDM}$  период симбола.

Периоди симбола на слици 1.2 су дати као време. Пошто се имплементација обично ради на дигиталном хардверу, ти периоди се такође често дефинишу у смислу узорака.  $N$ ,  $N_{guard}$ , и  $N_{win}$  затим дефинишу број узорака у ефикасном делу, заштитном, и прозорском интервалу, респективно. Ефективни део је такође познат и као FFT део зато што је то део OFDM симбола примењен на FFT да поврати податке у пријемнику.



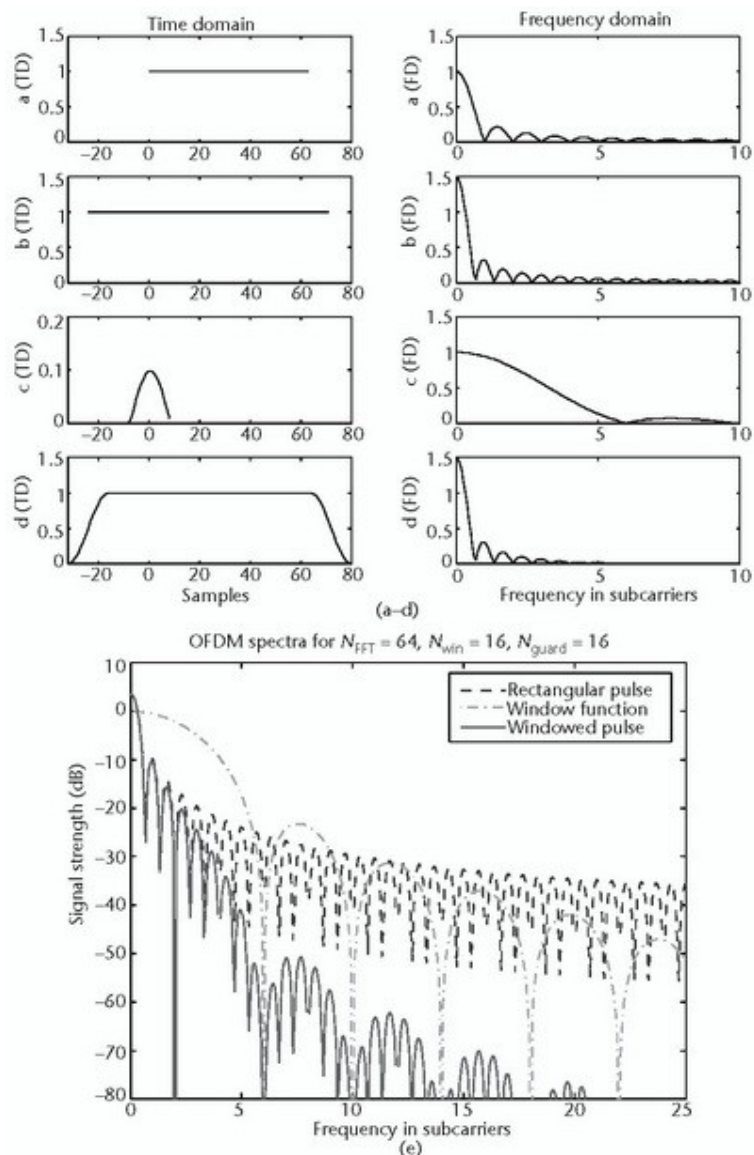
Слика 1.1. Циклично проширење и прављење прозора OFDM симбола.

#### 1.1.3.1 Спектар предајника импулсног облика

Windowing емитованог импулса користећи растућу-косинус функцију може се посматрати као конволуција проширеног правоугаоног импулса трајања  $T$  са синусним

полу-таласом, као што је приказано на слици 1.2. У FD, та конволуција значи умножавање синц спектра правоугаоног импулса са спектром синусног полу-таласа. Види се и да ово умножавање смањује бочне снопове предајника импулсног облика.

На слици 1.2(a), нуле спектра се јављају на позицијама  $i \cdot F = i/T_{FFT}$ ,  $i = \{\pm 1, \pm 2, \dots\}$ , то јест, на тим позицијама где се налазе суседни SC. Продужење дужине правоугаоног импулса до  $T = T_{FFT} + T_{guard} + T_{win}$  смањује раздаљину између нула за  $1/T$  [Слика 1.3(б)]. Функција прозора [слика 1.2 (ц)] има нуле на позицијама  $\pm 1/T_{win} \{3/2, 5/2, 7/2, \dots\}$ .

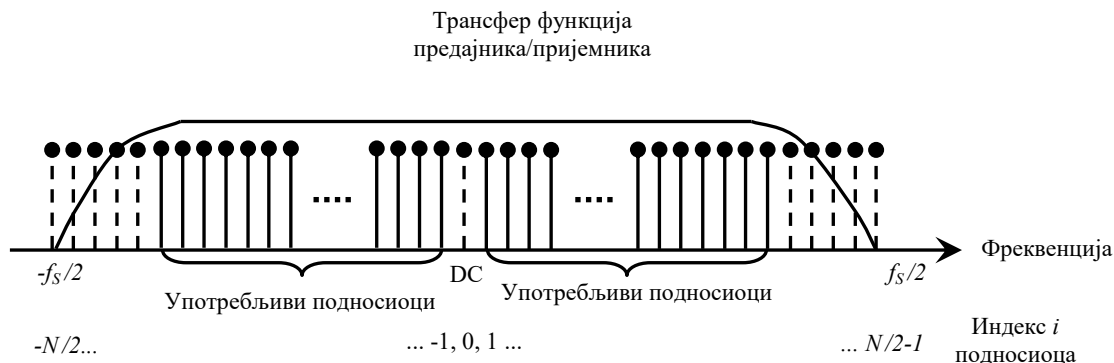


Слика 1.2. (а) облик и спектар OFDM пријемног филтера (реализован од стране FFT), (б) правоугаони импулс трајања  $T$  и његов спектар, (ц) синусни полу-талас коришћен за обликовање импулса и његов спектар, (д) прототип импулса предајника  $w(t)$  и његов спектар, (д) спектри од (б) - (д) су у логаритамској скали.

#### 1.1.4 Системски TF (ADC, DAC, IF-Филтери, RF Front Ends)

Због (lowpass) нископропусног филтера потребних за аналогно-дигиталну (ADC и дигитално-аналогну (DAC) конверзију емитованих и примљених (у основном опсегу) сигнала, не могу сви  $N$  од SC да се користе, ако се  $N$ -тачка IFFT примењује за модулацију. SC близу Никвистове фреквенције  $f_s/2$  биће ослабљени овим филтерима и, самим тим, не

могу се користити за пренос података (слика 1.3.) ( $f_s=1/T_s$  је учестаност узорковања.). Такође DC SC може бити тешко изобличена од DC офсета ADC и DAC, носилаца, и даље, и стога треба да се избегне за податке.



Слика 1.3. TF (трансфер функција) хардвера предајника/пријемника и њен утицај на дизајн OFDM система.

## 1.2. OFDM Модел Система

Горе уведене карактеристике OFDM сигнала су математички дефинисане у овом одељку. Ово ће довести до закључка да, користећи OFDM принцип, подаци симбола могу да се преносе преко вишеструких радио канала без утицаја једних на друге.

### 1.2.1 Модел сигнала и дефиниције

Математички, OFDM сигнал се изражава као збир прототипа импулса померен у временском и фреквенцијском правцу и помножен са подацима симбола. У нотацији непрекидног времена,  $k$ -ти OFDM симбол је написан као

$$s_{RF,k}(t - kT) = \begin{cases} \text{Re} \left\{ w(t - kT) \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} e^{j2\pi \left( f_c + \frac{i}{T_{FFT}} \right) (t - kT)} \right\} & kT - T_{win} - T_{guard} \leq t \leq kT + T_{FFT} + T_{win} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1.1)$$

Већина математичких симбола је већ дефинисана у претходним сликама. Комплетан списак симбола је дат овде:

$T$	Дужина симбола, време између два узастопна OFDM симбола;
$T_{FFT}$	Време FFT, ефикасан део OFDM симбола;
$T_{guard}$	GI, трајање цикличног префикса;
$T_{win}$	Интервал прозора, трајање windowед префикс/постфик за спектрално обликовање;

$f_c$	Централна фреквенција заузетог фреквенцијског спектра;
$F=1/T_{FFT}$	Фреквенцијски размак између суседних SC;
$N$	Дужина FFT, број FFT тачака;
$k$	Индекс пренесених/емитованих симбола;
$i$	SC индекс; $u \in \{-N/2, -N/2+1, \dots -1, 0, 1, \dots N/2-1\}$ ;
$x_{i,k}$	Констелационе тачке сигнала; комплексни {подаци, пилот, нул} симболи модулисани на $u$ -ти SC од $k$ -тог OFDM симбола;

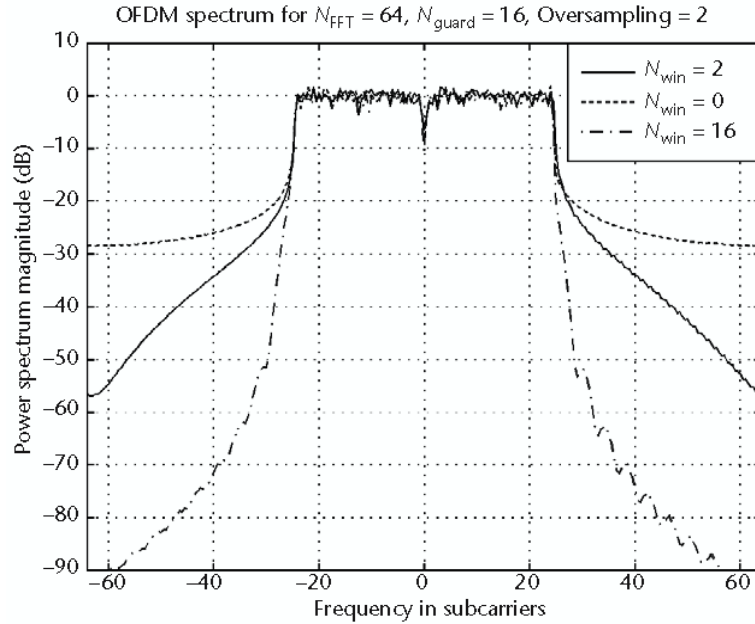
$w(t)$ : Предајник импулног облика дефинисан као:

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \pi (t + T_{win} + T_{guard}) / T_{win} \right] & -T_{win} - T_{guard} \leq t < -T_{guard} \\ 1 & -T_{guard} \leq t \leq T_{FFT} \\ \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \pi (t - T_{FFT}) / T_{win} \right] & T_{FFT} < t \leq T_{FFT} + T_{win} \end{cases} \quad (1.2)$$

Коначно, континуални низ пренесених OFDM симбола изражава се као

$$s_{RF}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{RF,k}(t - kT) \quad (1.3)$$

Симулирани спектар таквих OFDM сигнала је приказан на слици 1.4 за различите дужине прозора.



Слика 1.4. Спектар OFDM сигнала са 64 SC и различитим дужинама прозора. Двоструки "oversampling" је примењен у TD; 48 SC се користе за податке.

### 1.2.2 Еквивалентни “lowpass” пренетог сигнала

Из једначина (1.1.) до (1.3), комплексни еквивалент lowpass сигнала који се преноси може се директно дати. Комплексна амелопа OFDM сигнала је написана

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k(t - kT) \quad (1.4)$$

са

$$s_k(t - kT) = \begin{cases} w(t - kT) \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} e^{j2\pi\left(f_c + \frac{i}{T_{FFT}}\right)(t - kT)} & kT - T_{win} - T_{guard} \leq t \leq kT + T_{FFT} + T_{win} \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (1.5)$$

Треба напоменути сличности овог израза са једначином Фуријеовог реда

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(nf_0) e^{j2\pi f_0 t} \quad (1.6)$$

где комплексна вредност Фуријеовог коефицијента  $c(nf_0)$  представља комплексну вредност сигнала консталационе тачке  $x_{u,k}$ , и фреквенције  $nf_0$  која одговара SC фреквенцији  $u/T_{FFT}$ .

У дигиталном систему, овај модулисани таласни облик може бити генерисан од стране IDFT или од његове рачунски ефикасне имплементације, IFFT. Подаци консталације  $x_{u,k}$  су на улазу у IFFT, а TD OFDM симбол је његов излаз.

### 1.2.3 Временско-дисперзивни канал

Под утицајем временских варијанти, вишеструки фединг радио канала је изражен његовим (lowpass еквивалентом) IR  $x(\tau, m)$ , плус додати бели Гаусови шум (AWGN)  $n(t)$ :

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) + n(t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.7)$$

Опсег интеграције у овом конволуционом интегралу (\* означава конволуцију) је ограничен на  $[0, \tau_{max}]$  јер је канални IR нула негде друго. Вишак кашњења канала  $\tau = 0$  је дефинисан као време кашњења у коме први талас стиже у пријемник. Дакле, временски тренуци предаје и пријема су математички дефинисани као једнаки (слика 1.1).  $\tau_{max}$  је максимални вишак кашњења канала.

Две претпоставке су да се поједностави извођење примљених сигнала. Канал се сматра квазистатичним током преноса  $k$ -тог OFDM симбола, дакле,  $x(\tau, m)$  се поједностављује као  $x_k(\tau)$ . Осим тога, ми дефинишемо максимум вишка кашњења  $\tau_{max} < T_{guard}$ . Дакле, нема сметње (интерференције) једног OFDM симбола на ефективан период

од једног узастопног (слика 1.1), то јест, ICI је угушен у случају довољно тачног времена синхронизације.

### 1.2.4 OFDM демодулација

Демодулација OFDM сигнала треба да се обавља помоћу банке филтера, који “одговара” ефективном делу  $[κT, κT + T_{FFT}]$  од OFDM симбола (слика 1.2). Обрнута операција од (1.6), то јест, вађење Фуријеових коефицијената  $c(nf_0)$  ( $=x_{u,k}$ ) из ТД сигнала  $v(m)$  ( $=p(m)$ ), тачно формулише такву банку одговарајућих филтера. То је написано као

$$c(nf_0) = \frac{1}{T} \int_{T_0} v(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt \quad (1.8)$$

где је  $T_0$  интеграција периода еквивалентна  $T_{FFT}$ . У дигиталној имплементацији, DFT или (пожељно) FFT користи се за реализацију ових филтера.

Претпостављајући познавање тачног времена тренутака  $κT$  у коме OFDM симболи почињу, трудимо се да издвојимо пренесени сигнал констелације  $x_{u,k}$  из примљеног сигнала  $p(m)$ . Примљени сигнал констелације је означен са  $y_{u,k}$ .

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=κT}^{κT+T_{FFT}} r(t) e^{-j2\pi i (t-κT)/T_{FFT}} dt = \\ &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=κT}^{κT+T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau) s(t-\tau) dt + n(t) \right] e^{-j2\pi i (t-κT)/T_{FFT}} dt \end{aligned} \quad (1.9)$$

Због опсега интеграције у (1.9) и  $\tau_{max} < T_{guard}$ , нема утицаја на суседне OFDM симболе који се преносе и  $c(m)$  може бити замењено са  $c_k(m)$  [види (5.5)].

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=κT}^{κT+T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau) \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} e^{j2\pi \left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)(t-κT-\tau)} d\tau \right] e^{-j2\pi i (t-κT)/T_{FFT}} dt + \\ &+ \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=κT}^{κT+T_{FFT}} n(t) e^{-j2\pi i (t-κT)/T_{FFT}} dt \end{aligned} \quad (1.10)$$

Треба знати да је  $w(m - κT) = 1$  у опсегу интеграције. Прозор је тако изостављен у овој једначини. Други интеграл у (1.10) доводи до независних узорака додатака шума  $n_{u,k}$  који у комплексном експоненцијалном смислу представљају ортогоналне функције. Заменом  $u = m - κT$  ради лакше нотације и променом редоследа интеграција и збир приноса добијамо

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau) e^{-j2\pi i' (u-\tau)/T_{FFT}} d\tau \right] e^{-j2\pi i u/T_{FFT}} du + n_{i,k} = \\ &= \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau) e^{-j2\pi i' \tau/T_{FFT}} d\tau \right] e^{-j2\pi (i-i')u/T_{FFT}} du + n_{i,k} \end{aligned} \quad (1.11)$$



Унутрашњи интеграл другог израза представља ФТ  $x_k(\tau)$  у тренуцима фреквенције  $u'/T_{FFT} = u'\Phi$ , која је узорковани канал ТФ у тренутку  $\kappa T$ . Изражава се у каналним коефицијентима

$$h_{i',k} = FT\{h_k(\tau)\} \int_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h_k(\tau) e^{-j2\pi i'(u-\tau)/T_{FFT}} d\tau = H(i'F, \kappa T) \quad (1.12)$$

Користећи ову нотацију, излаз пријемника банке филтера се поједностављује

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}} du + n_{i,k} \quad (1.13)$$

Интеграл у овој једначини има вредност 1 само ако је  $u = u'$ . За  $u \neq u'$ , са  $u$  и  $u'$  постају целобројне вредности, интеграл је нула. Дакле, коначно смо добили

$$y_{i,k} = x_{i',k} h_{i',k} + n_{i,k} \quad (1.14)$$

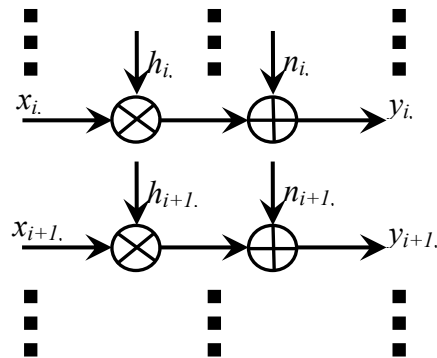
Из овог обрасца се види да се савршено синхронизован OFDM систем може посматрати као скуп паралелних Гаусових канала као што се види на слици 1.5 [4-6]. Вишеструки (multipath) канал уводи слабљења/појачавања и фазну ротацију у складу са (комплексном вредности) каналним коефицијентом  $\{x_{u,\kappa}\}$ .

Процена канала је неопходна како би се преузели подаци садржани у овим констелацијама сигнала, јер пријемник мора да има фазну (и амплитуду) референцу ради исправне детекције пренесених симбола. Диференцијална детекција може се алтернативно користити, и у том случају одлука се доноси упоређивањем фазе (и амплитуде) симбола пренесених преко суседних SC или наредног OFDM симбола.

Због слабљења/појачања, сваки SC обично има индивидуални однос сигнал/шум SNR. SNR по SC (после DFT) се дефинише као

$$(E_c/N_0)_{i,k} = E\{|x_{i,k}|^2\} |h_{i,k}|^2 / \sigma_N^2 \quad (1.15)$$

где  $\sigma_N^2 = E\{|x_{i,k}|^2\}$  је варијанса шума. Са NRP се пише  $P_0 = E\{|h_{i,k}|^2\}$ , просечан SNR постаје  $\overline{E_c/N_0} = E\{|x_{i,k}|^2\} P_0 / \sigma_N^2$ . Обично, енергија сигнала је нормализована до целине, то јест,  $E\{|x_{i,k}|^2\} = 1$ .



Слика 1.5. Идеализовани модел OFDM система. SC за OFDM систем могу се сматрати као паралелни Гаусови канали под претпоставком савршене синхронизације времена и носилаца и савршено сузбијање вишеструких простирања од GI.

## 1.2.5 Грешке у синхронизацији

Као увод у рад на алгоритмима за синхронизацију, у овом одељку коментарисаћемо релевантне ефекте грешака у синхронизацији. Оригинални рад на ову тему налази се у бројним публикацијама (на пример, [10, 11]). Свеобухватан преглед је дат у [7].

### 1.2.5.1 Грешке у синхронизацији времена FFT

Утицај времена FFT на офсет пријемника може бити математички анализиран померањем интервала интеграције упарених банака филтера [види (1.9)]. За временске грешке  $\delta t$ , идеалан интервал  $t \in [kT, kT + T_{FFT}]$  постаје  $t \in [kT + \delta t, kT + T_{FFT} + \delta t]$  и (1.9) је написана као

$$y_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT+\delta t}^{kT+T_{FFT}+\delta t} r(t) e^{-j2\pi(t-kT-\delta t)/T_{FFT}} dt \quad (1.16)$$

$\delta t$  се претпоставља да је довољно мало (обично  $\delta t < T_{guard}$ ) да ICI не настаје услед временске грешке. Другим речима, грешка је довољно мала за канални IR да остане у GI. Дакле, прозор пријемника се и даље не преклапа са претходним или наредним OFDM симболом, то јест, енергија се не прикупља из суседних OFDM симбола, а демодулисани сигнал опет може да се изрази из пренесених симбола  $c_k(m)$  [упореди (1.10)]. Следећи исте кораке као у одељку 1.2.3 [види (1.9) - (1.14)], ми смо добили за други део (1.11) (са  $u = t - kT - \delta t$ ),

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) e^{-j2\pi\tau/T_{FFT}} d\tau \right] e^{-j2\pi[(i-i')u+i'\delta t]/T_{FFT}} du + n_{i,k} \quad (1.17)$$

Измештањем термина  $e^{-j2\pi i'\delta t/T_{FFT}}$  из интеграла добија се израз за демодулисану констелацију сигнала у случају времена грешке,

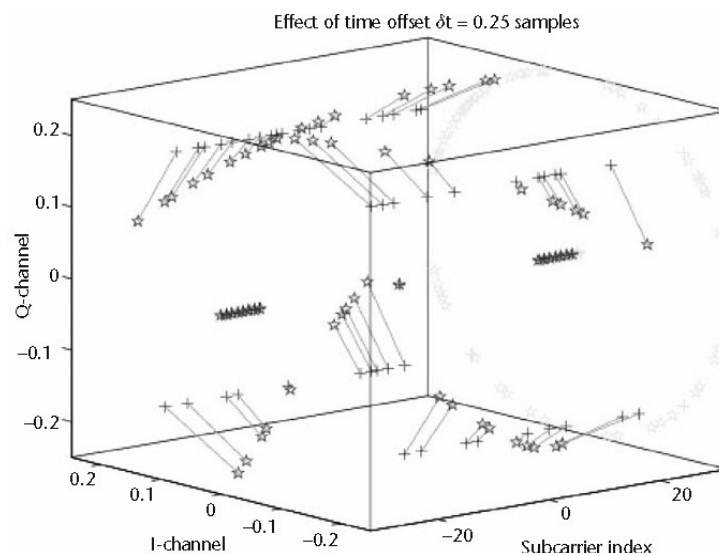
$$y_{i,k} = x_{i',k} h_{i',k} e^{-j2\pi i'\delta t/T_{FFT}} + n_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} e^{-j2\pi i\delta t/N} + n_{i,k} \quad (1.18)$$

где је  $\delta t$  временски офсет у узорцима. Евидентно је да офсет тајминга доводи до прогресивне ротације фаза констелације сигнала. Ротација фазе је нула на централној фреквенцији, и она се линеарно повећава према ивичним фреквенцијама опсега. Лако се верификује из (1.18) да временски офсет у једном узорку уводи фазни помак од  $\pm\pi$  до најудаљенијих SC (пошто је  $i \cong \pm N/2$ ), без обзира на FFT дужине. На слици 1.6, овај ефекат је визуализован за 64 носиоца OFDM система са нула носилаца у  $\phi_{ci}$  и на ивицама фреквенцијског опсега.

Ако се користи кохерентна детекција, индукована прогресивна фазна ротација је имплицитно детектована од стране алгоритма процене канала. Касније изједначавање (SC-мудро умножавање примљених симбола од инверзних коефицијената процене канала) ће се на тај начин аутоматски кориговати за мале временске офсете. На тај начин није проузрокована деградација перформанси. Међутим, ако је временски офсет превелик, ICI и ISI се појављују, јер је енергија такође прикупљена из једног од суседних OFDM симбола, што је довело до делимичног губитка ортогоналности [7].

Диференцијална детекција је такође робусна за мале временске офсете. Ако се диференцијална детекција примењује у фреквенцијском правцу, прогресивна фазна ротација међутим може смањити растојање између поређених консталационих тачака, што може довести до деградације перформанси. Такви резултати перформанси су дати у одељку 1.3.3.

(Мали) Офсет фреквенције узорковања доводи (полако) до повећања временског офсета, дакле, до прогресивне фазне ротације и повећања нагиба. Већу појаву грешака ICI, јер за размак SC у пријемнику се више не може претпоставити да је једнак размаку SC на предајнику. (Размак SC је дефинисан као  $F = 1/(NT_s)$ , где је  $T_s$  период узорковања).



Слика 1.6. Визуелизација утицаја временског офсета FFT на демодулисану консталацију сигнала. Линеарно повећање фазне ротације је примећено код повећања фреквентног растојања до централне фреквенције. “+” означава QPSK консталацију без утицаја временског офсета, “\*” описује ротиране симболске податке.

### 1.2.5.2 Грешка у синхронизацији носилаца

Фреквенцијски офсет се обично појављује због (мале) фреквенцијске неусклађености у локалним осцилаторима на предајнику и у пријемнику. Доплеров помак (неусклађеност фреквенције) се може занемарити у затвореним окружењима.

Утицај грешке фреквенције се може посматрати као грешка у фреквенцијским тренуцима, где је примљени сигнал узоркован током демодулација од FFT. Слика 1.7 описује овај двоструки ефекат. Амплитуда жељеног SC је смањена (“+”), и ICI произилази из суседних SC (“O”).

Математички, офсет носилаца може се објаснити јер помак фреквенције  $\delta f$  и фазни офсет  $\theta$  у lowpass еквивалентом примљеном сигналу је

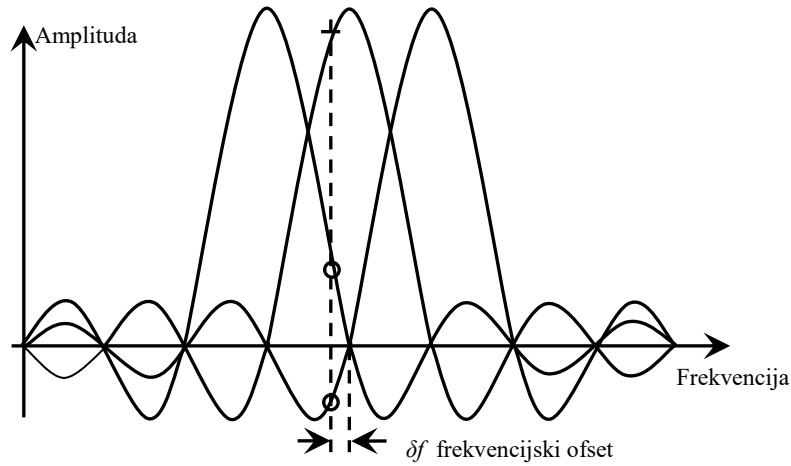
$$r'(t) = r(t)e^{j(2\pi\delta ft + \theta)} \quad (1.19)$$

Са (1.9) добијамо

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) e^{j(2\pi\delta t + \theta)} e^{-j2\pi(t-kT)/T_{FFT}} dt = \\ &= e^{j2\pi\theta} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h_k(\tau) s(t-\tau) dt + n(t) \right] e^{j2\pi\delta t} e^{-j2\pi(t-kT)/T_{FFT}} dt \end{aligned} \quad (1.20)$$

Понављање деривације доводи до (1.13), примљене констелационе тачке постају

$$y_{i,k} = e^{j(\theta + 2\pi\delta kT)} \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}} - \delta\right)u} du + n_{i,k} \quad (1.21)$$



Слика 1.7. ICI настаје у случају грешке синхронизације носилаца. Ова слика илуструје спектар три појединачна SC. Овај спектар је суперпониран у спектру OFDM сигнала.

Због фреквенцијске грешке, интеграл није једнак нули за  $u \neq u'$ ; нити то одговара за  $u = u'$ , као у идеализованом случају горе, тако је, ортогоналност између SC делимично изгубљена. Израчунавање овог израза добија два услова. Први (за  $u = u'$ ) рачуна се за једнаке фазне ротације и слабљење свих SC, а други (за  $u \neq u'$ ) описује ICI.

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= e^{j(\theta + 2\pi\delta kT)} x_{i,k} h_{i,k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} e^{j2\pi\delta fu} du + \\ &e^{j(\theta + 2\pi\delta kT)} \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}} - \delta\right)u} du + n_{i,k} \end{aligned} \quad (1.22)$$

Ови изрази су важећи за фреквенцијски офсет  $\delta\phi < 0,5$  SC. За веће офсете, пренесени подаци симбола  $x_{u,k}$  би били померени за једну или више позиција у

фреквенцијском правцу, то јест, подаци симбола од  $u$ -тих преносених SC ће се појавити на  $(u + \delta\phi_u)$ -ом SC у пријемнику, где је  $\delta\phi_u = \text{роунд}(\delta\phi/\Phi)$  целобројни део фреквенцијске грешке у SC.

Термин ICI се може посматрати као појам додатог шума и стога може бити представљен као деградација SNR. Pollet и сар. [10] су утврдили количину деградације за AWGN канале, и Moose [11] је тако урадио за дисперзивни канални фединг (види такође, [7]). Фреквенцијски офсет до 2% од SC размака  $\Phi$  је занемарљив, у складу са својим резултатима. Чак 5% до 10% се може толерисати у многим ситуацијама.

Евалуација фазне ротације и слабљење због фреквенцијске грешке доприноси

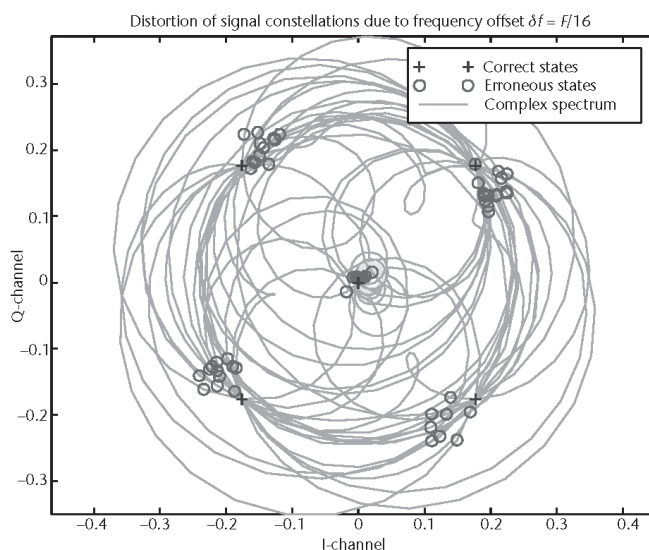
$$y_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} \text{sinc}(\delta f T_{FFT}) \exp\{j[\theta + 2\pi\delta f(kT + T_{FFT}/2)]\} + n'_{i,k} \quad (1.23)$$

користећи

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} e^{j2\pi\delta f t} dt &= \frac{1}{j2\pi\delta f T_{FFT}} [e^{j2\pi\delta f T_{FFT}} - 1] = \\ &= e^{j2\pi\delta f T_{FFT}} \frac{\sin \pi\delta f T_{FFT}}{\pi\delta f T_{FFT}} = e^{j2\pi\delta f T_{FFT}} \text{sinc} \delta f T_{FFT} \end{aligned} \quad (1.24)$$

Појам шума  $n'_{i,k}$  укључује додатни шум због ICI.

Слика 1.8. описује ротацију и искривљење (дисторзију) консталационих тачака примљеног сигнала за офсет носилаца од  $\delta\phi = \Phi/16$ ,  $\theta = 0$  и за QPSK модулацију (“O”). Расипање резултујућих комплексних-вредности консталација сигнала је проузроковано од ICI. Слика такође показује пројекцију сталног Фуријеовог спектра једног OFDM симбола на комплексне равни, то јест, спектар између фреквенција SC. Ова је линија резултат суперпозиције континуираног синц спектра појединих SC једног OFDM симбола. Ако је фреквенцијски офсет присутан, DFT узорци овог спектра су у погрешним фреквенцијским тренуцима, што је довело до ICI који је означен на слици са “O”. Без фреквенцијског офсета, QPSK консталације су савршено повраћене (поново добијене), као што се види из тачака означених са “+”.



Слика 1.8. Фазна ротација настала због офсета носилаца од 1/16 размака SC. Приказана је примљена консталација сигнала искривљена од ICI.

### 1.2.5.3 Заједнички офсет носилаца и тајминга

Решењем горњег израза за симултани тајминг ( $\delta\phi$ ), фреквенцију [ $\delta f$ ,  $\delta f_i = \text{round}(\delta f/F)$ ] и фазни ( $\theta$ ) офсет, добија се модел система за генерализовани случај. Пише се као

$$y_{i+\delta f_i, k} = x_{i, k} h_{i, k} \text{sinc}[(\delta f - \delta f_i F) T_{FFT}] e^{j\psi_{i, k}} + n'_{i, k} \quad (1.25)$$

где се фазна дисторзија настала због грешака у синхронизацији изражава као

$$\psi_{i, k} = \theta + 2\pi\delta f \left( kT + \frac{T_{FFT}}{2} + \delta t \right) + 2\pi\delta f \frac{i}{T_{FFT}} \quad (1.26)$$

Треба запамтити да променљива шума  $n'_{i, k}$  у (1.25) укључује шум изазван од ICI, ISI или обоје.

Често, офсет тајминга је изражен у узорцима, који је  $\delta t' = t/T_s$ , и фреквенцијски офсет је нормализован на размак SC  $\delta f' = \delta f/F$ . Користећи ове симболе, фазна одступања су изражена као

$$\psi_{i, k} = \theta + 2\pi\delta f' \left( \frac{1}{2} + k \frac{N + N_{guard} + N_{win}}{N} + \frac{\delta t'}{N} \right) + 2\pi\delta f' \frac{i}{N} \quad (1.27)$$

### 1.3 Перформансе некодованог OFDM система

У овом делу, аналитички изрази су изведени за бит-ерор вероватноће некодованог OFDM система преко Рејлијевог и Рајсовог каналног фединга. Анализа је заснована на раду Проакиса ([1, Додатак Б]). Добијени изрази су веома општи, што омогућава процену различитих модулационих шема и демодулације и техника процењивања канала. Примена формула је приказана за BPSK, QPSK, 8-PSK, и 16-QAM модулације, са кохерентном детекцијом (савршена процена канала) и диференцијалном детекцијом.

Идеализовани модел система изведен у секцији 1.2.3 коришћен је у овој студији. Укључивањем у систем модел деградације SNR због грешака у синхронизацији, Доплерово ширење, или фазни шум (који изазивају ISI, ICI, или обоје), или укључивањем MSE технике процењивања канала, може се анализирати утицај ових оштећења на BER. Систематска фазна ротација узрокована грешакама у синхронизацији мора се добро размотрити. Док ћемо оставити оцену SNR деградације за даљи рад, укратко ћемо испитати ефекте фазне ротације у присуству (малих) синхронизационих офсета.

У OFDM, диференцијална детекција може бити коришћена у временском и фреквентном правцу. Од диференцијалне детекције BER, евидентно је да је временски правац пожељан за OFDM параметре система који се истражују зато што су каналне варијације у односу на фреквенцију веће.

Одељак 1.3.1 разматра модел OFDM система и канални модел. Извођење просечног BER је објашњено у одељку 1.3.2. Резултати перформанси су дати у одељку 1.3.3.

#### 1.3.1 Математичко моделовање

Модели OFDM система изведени у одељку 1.2 се користе у овој анализи. Ради једноставности ћемо мало променити индексирање, међутим, како што смо испитивали временски и фреквенцијски правац у датом тренутку модел система (1.14) постаје

$$y_k = x_k h_k + n_k \quad (1.28)$$

где су  $\{x_k\}$  и  $\{y_k\}$  преносене консталационе тачке примљеног сигнала (модулисани подаци симбола), респективно,  $\{x_k\}$  прорачунат за корелисане, комплексне-вредности фактора слабљења уведених од стране временски- и/или фреквенцијски-селективних радио канала, и  $\{n_k\}$  означава узорке АWГN процеса са  $E\{|n_k|^2\} = \sigma_N^2$ . Индекс  $k$  се може користити као временски или фреквенцијски индекс, у зависности од аспекта система који се испитује. Фактори слабљење на тај начин представљају време и фреквенцију TF канала, односно:

$$h_k = \begin{cases} H(f, kT) & \text{za dato } f \\ H(kF, t) & \text{za datot } t \end{cases} \quad (1.29)$$

где је  $T$  трајање OFDM симбола, укључујући и заштиту и “прозорске” интервале, а  $\Phi$  означава фреквенцијски размак између суседних OFDM SC.

Модел канала је представљен у анализи разматрањем, респективно, простор-време и простор-фреквенција корелационе функције (VSSUS, [1, 12, 13]) канала.

FD модел канала користи се да опише варијабилности фреквенције. При томе, ми се ограничимо на случају спектра експоненцијално опадајућег кашњења снаге, где се директна релација може добити између параметара канала  $\{P_0$ - просечна снага,  $K$ - Рајсов фактор, и  $\tau_{rms}$ -РДС} и каналне корелационе функције

$$\phi_H(\Delta f) = E\{H^*(f)H(f + \Delta f)\} = \frac{P_0}{K+1} \left( K + \frac{1}{1 + j2\pi\Delta f\tau_{rms}K_1} \right) \quad (1.30)$$

У овој једначини  $K_1 = (K+1)/\sqrt{2K+1}$ ,  $\Delta f$  је фреквенцијско заостајање, и  $*$  означава комплексну коњугацију. NPP (просечна снага) се дефинише као  $P_0 = E\{|h_k|^2\}$ .

За модел варијабилности времена, такозвани Доплер спектар може да се користи [14], увећан од LOS компоненте  $\rho e^{j(2\pi f_\rho + \theta_\rho)}$  за дату Доплерову фреквенцију  $f_\rho$ . Такав Доплеров спектар одговара корелационој функцији простор-време

$$\phi_H(\Delta f) = E\{H^*(t)H(t + \Delta t)\} = \frac{P_0}{K+1} \left( K e^{j2\pi f_\rho \Delta t} + J_0(2\pi f_m \Delta t) \right) \quad (1.31)$$

где  $J_0(\circ)$  означава нултог-реда Беселову функцију прве врсте,  $\Delta t$  је заостајање времена, и  $f_m$  је максимална Доплерова фреквенција. ( $f_m = v_m/\lambda = v_m\phi_u/c$ , где је  $v_m$  мобилна брзина,  $\lambda$  је таласна дужина,  $\phi_u$  је фреквенција носиоца, а  $c$  је брзина светлости.)

### 1.3.2 Аналитичко извођење (процена) BER

Аналитички изрази за BER су изведени у овом одељку. Следећи [1], почињемо нашу анализу дефинисањем пренесеног симбола као  $x_{k,m}$ , који је елемент скупа симбола  $\{x_{k,m}\}$ ,  $m = \{1, 2,$

...,  $M\}$ . ( $M$  је редослед модулационе шеме.) На локацији пријемника, оптимални детектор ће изабрати симбол  $x_{k,n} \in \{x_{k,m}\}$ , што смањује растојање метрике

$$M_d(x_{k,n}) = |y_k - \hat{h}_k x_{k,n}|^2 \quad (1.32)$$

За овај симбол се претпоставља да је највероватније пренесени симбол. Појам  $\hat{h}_k x_{k,n}$  се у овој једначини рачуна за процену канала. Грешка се јавља када је метрички обрачун за симбол  $x_{k,n} \neq x_{k,u}$  мањи од метрике за пренесени симбол  $x_{k,u}$ . Вероватноћа ове манифестације је написана као

$$P_e = \Pr\{M_d(x_{k,n}) < M_d(x_{k,i})\} = \Pr\{D < 0\} \quad (1.33)$$

где се  $D = M_d(x_{k,n}) - M_d(x_{k,i})$  назива променљива одлуке. Користећи (1.32),  $D$  постаје

$$D = y_k \hat{h}_k^* (x_{k,i}^* - x_{k,n}^*) + y_k^* \hat{h}_k (x_{k,i} - x_{k,n}) + |\hat{h}_k|^2 (|x_{k,n}|^2 - |x_{k,i}|^2) \quad (1.34)$$

Из модела канала и система, за  $y_k$  је познато да је сложена Гаусова РВ (рандом варијабле). Исто важи и за  $\hat{h}_k$ , што је процена TF  $X(\phi, m)$ . Дакле, променљива одлуке  $D$  је посебан случај генеричких квадратних форми (видети [1, Додатак Б])

$$D = \sum_{l=1}^L (A|X_l|^2 + B|Y_l|^2 + CX_l Y_l^* + C^* X_l^* Y_l) \quad (1.35)$$

где су  $X_l$  и  $Y_l$  комплексне вредности Гаусових RV (случајних променљивих), а  $A$ ,  $B$  и  $C$  су константе. У нашем случају  $L = 1$ , што одговара једном пренесеном симболу преко једног (суб) канала.<sup>1</sup>

Вероватноћа грешке је вероватноћа да је  $D < 0$ , који је израчунат у [1, Додатак Б]. Ова вероватноћа се означава као интеграл по PDF (probability density function) од  $D$

$$P_e = \Pr\{D < 0\} = \int_{-\infty}^0 p(D) dD \quad (1.36)$$

За  $L = 1$ , решење за овај интеграл је написано [1] као

$$P_e = Q(a, b) - \frac{v_2/v_1}{1 + v_2/v_1} I_0(ab) e^{-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)} \quad (1.37)$$

где је  $I_n(x)$   $n$ -тог реда модификована Беселова функција прве врсте и  $Q_l(a, b)$  је Марсум-ова  $Q$  функција, која се може изразити у облику Беселове функције као

$$Q_l(a, b) = e^{-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)} \sum_{n=0}^{\infty} (a/b)^n I_n(ab), \quad b > a > 0 \quad (1.38)$$

Параметри  $a$ ,  $b$ ,  $v_1$  и  $v_2$  морају бити у вези са моментима  $X_l$  и  $Y_l$ , и са константама  $A$ ,  $B$  и  $C$ . Као што је дато у [1], они су добијени из

<sup>1</sup> Једначина за  $L > 1$  омогућава израчунавање диверзити шеме [1, 15-17].



$$a = \left[ \frac{2v_1^2 v_2 (\alpha_1 v_2 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{1/2}$$

$$b = \left[ \frac{2v_1 v_2^2 (\alpha_1 v_1 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{1/2}$$

$$v_{1,2} = \sqrt{w^2 + \frac{1}{4(\Psi_{xx} \Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|^2)(|C|^2 - AB)}} \mp w$$

$$w = \frac{A\Psi_{xx} + B\Psi_{yy} + C\Psi_{xy}^* + C\Psi_{xy}}{4(\Psi_{xx} \Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|^2)(|C|^2 - AB)} \quad (1.39)$$

$$\alpha_1 = 2(|C|^2 - AB) \left( |\bar{X}_1|^2 \Psi_{yy} + |\bar{Y}_1|^2 \Psi_{xx} - \bar{X}_1^* \bar{Y}_1 \Psi_{xy} - \bar{X}_1 \bar{Y}_1^* \Psi_{xy}^* \right)$$

$$\alpha_2 = A|\bar{X}_1|^2 + B|\bar{Y}_1|^2 + C\bar{X}_1^* \bar{Y}_1 + C^* \bar{X}_1 \bar{Y}_1^*$$

Ове једначине се примењују за наш проблем поређећи (1.34) и (1.35). Нека је  $Y_1 = y_k$  и  $X_1 = \hat{h}_k$  у (1.34), константе  $A = |x_{k,n}|^2 - |x_{k,i}|^2$ ,  $B = 0$  и  $C = x_{k,n} - x_{k,i}$  су пронађене, и оне представљају својства модулационе шеме. Понашање канала и технике процене канала ће бити изражене од стране првог и другог момента РВ  $X_1$  и  $Y_1$ . Они су

$$\begin{aligned} \bar{X}_1 &= E\{\hat{h}_k\} \\ \bar{Y}_1 &= E\{y_k\} \\ \Psi_{xx} &= \frac{1}{2} \left[ E\{|\hat{h}_k|^2\} - |\bar{X}_1|^2 \right] \\ \Psi_{yy} &= \frac{1}{2} \left[ E\{|y_k|^2\} - |\bar{Y}_1|^2 \right] \\ \Psi_{xy} &= \frac{1}{2} \left[ E\{|\hat{h}_k y_k^*|^2\} - \bar{X}_1 \bar{Y}_1^* \right] \end{aligned} \quad (1.40)$$

Извођење ових параметара из дефиниција канала и система дат је у следећем одељку. Такође, кохерентне и диференцијалне детекције су испитане.

### 1.3.3 Примена математичког модела

#### 1.3.3.1 Кохерентна детекција са савршеном проценом канала

У изразу (1.28)  $k$ -ти примљени симбол је дефинисан као  $y_k = x_k k_k + n_k$ . Савршена канална процена значи да пријемник има тачно сазнање о фактору слабљења  $x_k$ , означеног као  $\hat{h}_k = h_k$ . Одговарајући пренесени симбол  $x_{k,i}$  као константа доноси

$$\begin{aligned}\bar{X}_1 &= E\{h_k\} = \rho \cdot e^{j\theta_\rho} \\ \bar{Y}_1 &= E\{x_{k,i} h_k + n_k\} = x_{k,i} E\{h_k\} + E\{n_k\} = x_{k,i} \rho \cdot e^{j\theta_\rho} \\ \Psi_{xx} &= \frac{1}{2} \left[ E\{|\hat{h}_k|^2\} - |\bar{X}_1|^2 \right] = \frac{1}{2} [P_0 - \rho^2]\end{aligned}\tag{1.41}$$

$$C = \frac{1}{2} \left[ E\{x_{k,i} h_k + n_k\} - |\bar{Y}_1|^2 \right] = \frac{1}{2} \left[ x_{k,i}^2 (P_0 - \rho^2) + \sigma_N^2 \right]$$

$$\Psi_{xy} = \frac{1}{2} \left[ E\{h_k (x_{k,i} + n_k)^*\} - \bar{X}_1 \bar{Y}_1^* \right] = \frac{1}{2} x_{k,i}^* [P_0 - \rho^2]$$

где је  $\rho \cdot e^{j\theta_\rho}$  LOS (line-of-sight) компонента, са произвољном фазом  $\theta_\rho$  и са амплитудом дефинисаном као  $\rho^2 = P_0 K / (K + 1)$ .

### 1.3.3.2 Диференцијална детекција

Са диференцијалном детекцијом, одлука за примљени симбол  $y_k$  се врши на основу суседних симбола  $y_{k-1} = x_{k-1} h_{k-1} + n_{k-1}$ . За шеме фазне модулација, то се може посматрати као детекција базирана на основу каналне процене  $\hat{h}_k = y_{k-1} / x_{k-1} = h_{k-1} + n_{k-1} / x_{k-1} = h_{k-1} + n'_k$  где је  $E\{n'_k\} = \sigma_{N'}^2$ . Треба знати да је  $\sigma_{N'}^2 = \sigma_N^2$ , ако је величина  $x_{k-1}$  једина. Параметри  $\bar{Y}_1$  и  $\Psi_{xx}$ , су онда једнаки, као у (1.41). Додатни шум  $n'_k$ , корелација између  $x_k$  и  $x_{k-1}$ , као и Доплеров помак ЛОС-компоненте су изражени у

$$\begin{aligned}\bar{X}_1 &= E\left\{ \begin{matrix} h_{k-1} \\ n'_k \end{matrix} \right\} = \rho \cdot e^{j(\theta_\rho - 2\pi f_\rho T)} \\ \Psi_{xx} &= \frac{1}{2} [NRP + \sigma_{N'}^2 - \rho^2]\end{aligned}\tag{1.42}$$

$$\Psi_{xy} = \frac{1}{2} x_{k,i}^* \left[ E\{h_{k-1} h'_k\} - \rho^2 e^{j2\pi f_\rho T} \right]$$

За решење диференцијалне детекције у фреквенцијском правцу, нека је  $T=0$ . Коришћењем функције каналне корелације дате у одељку 1.3.1, корелација  $\Psi_{xx}$  између фактора слабљења и два суседна симбола постаје

$$\Psi_{xy} = \frac{1}{2} x'_{k,i} \frac{P_0}{K+1} \begin{cases} \frac{1}{1 - j2\pi F \tau_{rms} K_1} & \text{frekvencijski} \\ J_0(2\pi f_m T) & \text{vremenski} \end{cases} \quad (1.43)$$

Треба знати да је утицај каналне варијабилности изражен само овој корелационој вредности, која је дефинисана параметром производа  $\tau_{rms}F$  и  $\phi_m T$  за два случаја која се разматрају.

Резултати перформанси су дати у одељку 1.3.3. Они ће показати да диференцијална детекција у временском правцу је више робустна него FD варијанта за OFDM систем који се разматра, то јест, за широкопојасни унутрашњи (indoor) WLAN.

### 1.3.4 Примена за различите шеме модулације

Додељивање различитих констелационих вредности променљивој  $x_{k,n} \neq x_{k,i}$ , вероватноћа се може израчунати тако да је погрешан симбол  $x_{k,n}$  откривен, док је симбол  $x_{k,i}$  био пренесен. Ово омогућава, за многе модулација шеме, тачан прорачун BER; а за друге, омогућава процену блиских апроксимација [15-17].

У анализи која следи претпоставимо да се сви могући пренети симболи  $x_{k,i} \in \{x_{k,m}\}$  јављају са подједнаком вероватноћом.

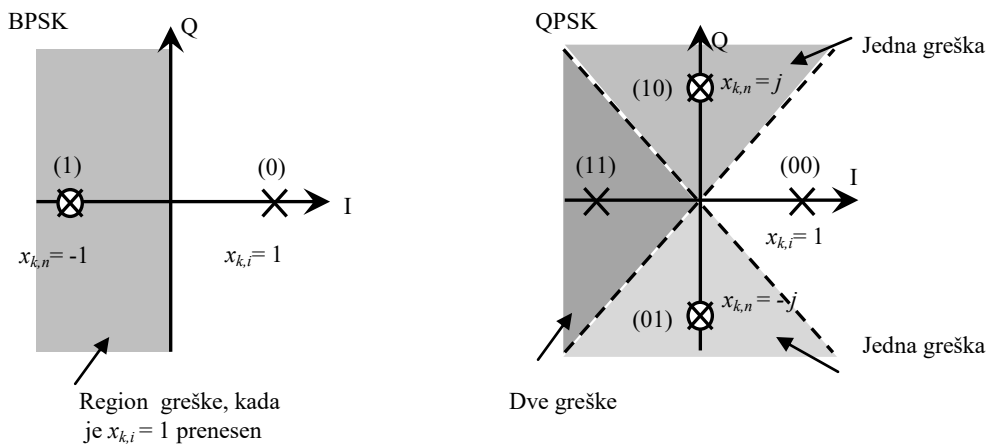
#### 1.3.4.1 BPSK и QPSK

Тачни резултати се могу добити за BPSK и QPSK модулацију. Констелације сигнала за ове технике су приказане на слици 1.9. За обе шеме је довољно узети у обзир (било који) емитовани симбол, због симетрије. Овај симбол ће бити +1, преузет из скупа  $\{x_{k,m}\} = \{1, -1\}$  за BPSK, а из  $\{x_{k,m}\} = \{1, j, -1, -j\}$  за QPSK. Треба знати да је  $|x_{k,m}|^2 = 1$  за оба типа модулације.

BPSK се анализира решењем параметара  $A$  и  $C$  за  $x_{k,i} = 1$  и  $x_{k,i} = -1$ . Вероватноћа битске грешке је једнака вероватноћи симболске грешке  $P_e$  [види (1.37)].

Сиво-кодирана QPSK преноси два бита по симболу на ортогоналним носиоцима (И и Q-компоненти). Дакле, вероватноће грешке могу бити анализирани независно, и BER је једнак њиховој просечној вредности. Погодни параметри за  $A$  и  $C$  се траже, на пример, тако што ћете доделити  $x_{k,i} = 1$  и  $x_{k,j} = \{j, -j\}$ .

Израчунавање вероватноће да ће  $x_{k,n}$  бити детектован, под условом да је  $x_{k,i}$  пренесен, I/Q раван се дели у два дела. Грешка се јавља када примљени симбол пада унутар половине равни ближе до  $x_{k,n}$  него до  $x_{k,i}$ . У супротном грешка се не појављује (слика 1.9). Треба знати да у случају QPSK, није неопходно израчунавање случаја две грешке експлицитно. Случај преклапање једне грешке рачуна се за сваку посебну грешку у том региону, дакле, случај две грешке је аутоматски укључен. Ово може изгледати као предност јер сложеност израчунавања је смањена, међутим, када се решава модулациона шема вишег реда, многе од оних полу-равни ће се преклапати, и понекад није могуће добити тачан број грешака за све одлуке региона. То ће се видети у следећем случају.



Слика 1.9. Избор  $x_{k,u}$  и  $x_{k,n}$  за процену перформанси BPSK и QPSK.

### 1.3.4.2 8-PSK

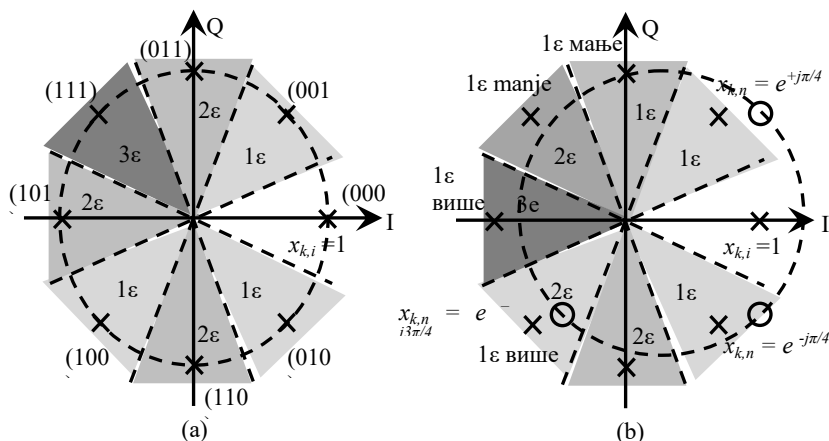
Горња и доња границу BER-а се може израчунати за 8-PSK. Тачан прорачун није могућ јер осам стања сигнала нису одвојиви у две ортогоналне димензије I/Q-равни.

Због симетрије опет је довољно да се размотри један пренесени симбол,  $x_{k,u} = 1$ . Слика 1.10 илуструје како долази до грешака у процени вероватноће грешке. Константације сигнала су приказане на слици 1.10 (а), заједно са тачним бројем грешака за сваки регион одлуке. (Грешке су означени  $\epsilon$ .) Слика 1.10 (б) показује стварни број грешака за сваки од ових региона, када су три различита стања грешке процењена у просеку. Јасно је да се, премало грешака узима у обзир у неким од регионима одлуке, а превише се разматра у другим. Дакле, резултати рачунања су апроксимација. Највероватније грешке, међутим, третирају се одговарајуће.

### 1.3.4.3 16-QAM

16-QAM се може проценити без грешке. То подразумева с обзиром да 4 различита пренесена симбола се јављају са једнаким вероватноћама и 24 случаја грешака. Неки од њих морају бити одузети у случају рачунања за преклапање региона одлуке. Табела 1.1 приказује могући скуп  $x_{k,u}$  и  $x_{k,n}$  симбола који ће се користити. Комплексни сигнал консталација  $x_k$  су означени као  $(P_e\{x_k\}, I_m\{x_k\})$ . Грешка догађаја чија се вероватноћа мора одузети у крајњем резултату је означена као  $(P_e\{x_k\}, I_m\{x_k\})^{-1}$ . Све вредности морају бити

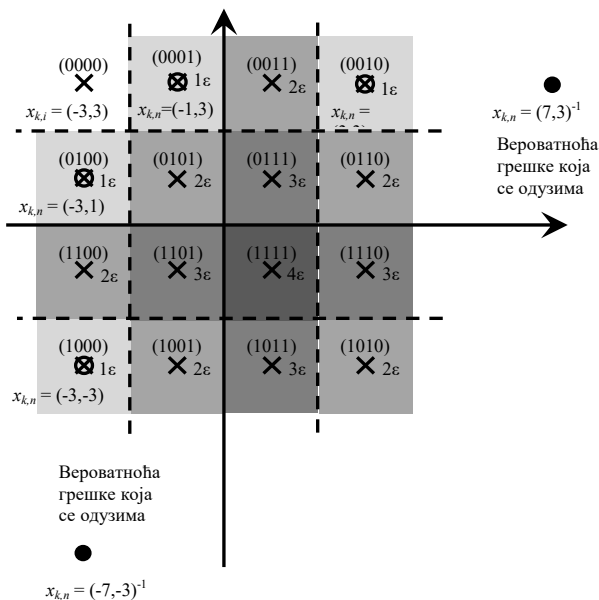
подељене са  $\sqrt{10}$ , да би имали једну просечну снагу. Слика 1.11. илуструје консталацију сигнала и грешке догађаја за симбол  $x_{k,u} = (-3,3)$ , који преноси податке симбола (0000).



Слика 1.10. Грешке региона за 8-PSK када је  $x_{k,u} = 1$  пренесен: (а) сигнал консталације и тачан број грешака за сваки регион одлуке, и (б) приказана је апроксимација израчунавањем вероватноће грешке из три стања грешке  $x_{k,n}$ . У неким регионима грешке, једна екстра грешка се разматра, у другим регионима, једна грешка је пропуштена (означене као 1 више и 1 мање).

Табела 1.1 Пренесени симболи и стања грешака за процену 16-QAM модуларације

Пренесени симболи $x_{k,u}$	Грешке симбола $x_{k,n}$
$(-3,3)$	$(-1,3), (3,3), (7,3)^{-1}, (-3,1), (-3,-3), (-3,-7)^{-1}$
$(-1,3)$	$(-3,3), (1,3), (5,3), (-1,1), (-1,-3), (-1,-7)^{-1}$
$(-3,1)$	$(-1,1), (3,1), (7,1)^{-1}, (-3,3), (-3,-1), (-3,-5)$
$(-1,1)$	$(-3,1), (1,1), (5,1), (-1,3), (-1,-1), (-1,-5)$



Слика 1.11. Илустрација догађаја грешке у 16-QAM када је симбол  $x_{k,u} = (3,3)$  био пренесен.

#### 1.3.4.4 16 Star-QAM

16 Star-QAM може се третирати као комбинација 8-PSK и бинарна амплитудна модулација (AM). Бинарна AM се израчунава трансформацијом променљивих  $I$  и  $Q$  у  $r^2 = I^2 + Q^2$ , што је резултовало сличним изразима који су претходно дефинисани. То је описано у [16, 17].

#### 1.3.5 Перформансе

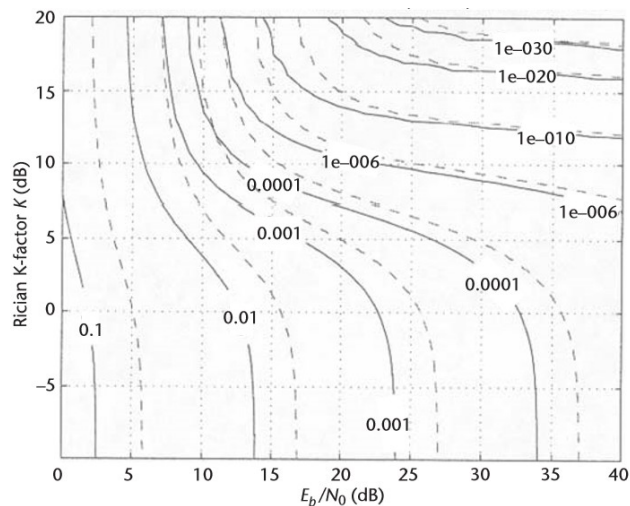
Нека запажања могу бити направљена од математичког израза који су претходно изведени [види (1.41) - (1.43)]:

1. За кохерентну детекцију, статистички параметри, а тиме и резултати о учинку, зависе само од  $P_0$ ,  $\rho$  и  $\sigma_N^2$ . Другим речима, перформансе зависе од просечног SNR  $SNR \propto P_0/\sigma_N^2$  и од Рајсовог К-фактора  $K = \rho^2/(P_0 - \rho^2)$
2. Исто важи у границама  $F \rightarrow 0$  или  $T \rightarrow 0$  (тј., за равни фединг) за диференцијалну детекцију.
3. Перформансе диференцијалне детекције за  $\Phi > 0$  (или  $T > 0$ ) због систематске процене грешке у  $\hat{h}_k = h_{k-1} + n'_k$  јер  $h_{k-1} \neq h_k$ . Параметари производа  $\tau_{rms}F$  и  $f_mT$  дефинишу деградације у складу са (1.43).

Перформансе (за просечан BER) за (1) и (2) и QPSK модулацију су приказани на слици 1.12 као функција просечног SNR по биту (означено као  $E_b/N_0$ )<sup>2</sup> и као функција од  $K$ , где је

<sup>2</sup> Неколико SNR параметара се користе у овом поглављу: SNR означен као  $E_b/N_0$  је просечан SNR по биту података. Он је на тај начин зависан од реда  $M$  модулационе шеме. Просечан SNR од SNR симбола, независно од модулационе шеме, је написан као  $SNR_{SC}$ . SNR од TD OFDM сигнала је писан као SNR. Ова вредност се разликује од претходних, јер нису све FFT тачке коришћене за SC података.

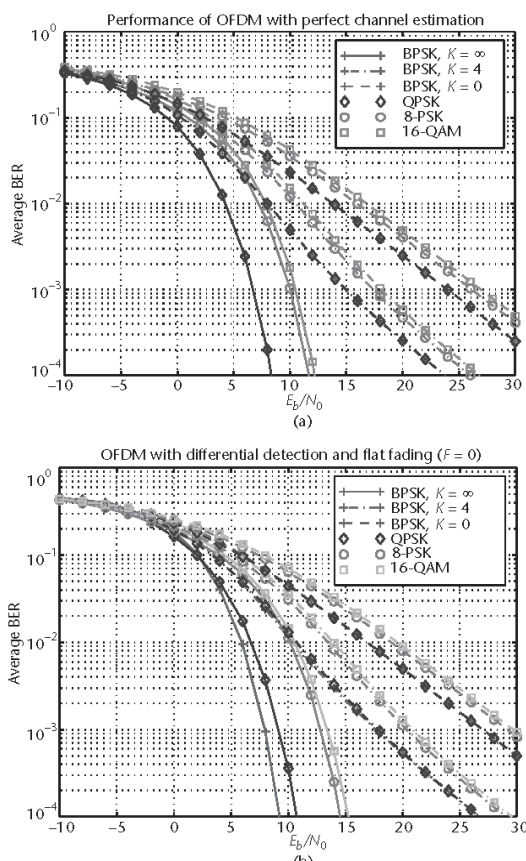
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E\{|x_{k,m}|^2\}}{\log_2(M) \sigma_N^2} P_0 \quad (1.44)$$



Слика 1.12. Перформансе QPSK за кохерентно откривање (савршена процена канала) („—“) и за диференцијално откривање са  $F = 0$ , односно са савршеном корелацијом између суседних SC-а (равни фединг) („- -“).

Са слика се примећује да SNR потребан за постизање одређене BER перформанце је драматично повећан за мале  $K$ -факторе (за Рејлијев канал). 3-dB мана SNR је евидентна за диференцијалне методе за детекцију због тога што су два процеса шума са једнаким варијансама присутна, шум процене канала и шум података симбола биће детектовани.

Слика 1.13. представља поређење перформанси различитих модулационих шема. Треба знати да је резултат за 16-QAM (разлика) теоријски, јер је тешко постићи диференцијалну демодулацију за ову шему.



Слика 1.13. Перформансе различитих модулационих шема: (а) кохерентна детекција са савршеном проценом канала, и (б) диференцијална детекција са  $\Phi = 0$ , то јест, савршена корелација између суседних SC (равни фединг).

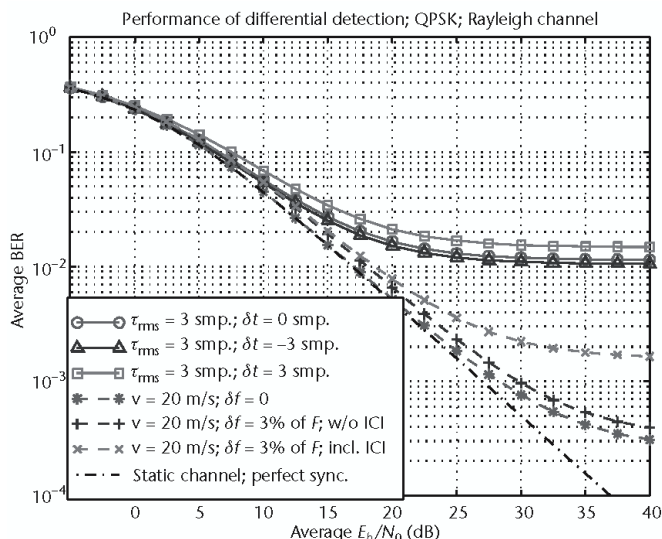
Опет се може видети предност великог  $K$ -фактора. Са кохерентном детекцијом, еквивалентне перформансе се добијају за BPSK и QPSK. Ово није случај за диференцијалну детекцију са АWGN или Рајсов канал, где BPSK има додатну предност од 1 до 2 dB у односу на QPSK (видети такође [1]). Важно је напоменути да се двострука енергија симбола користи за QPSK, јер се два бита преносе по симболу. Модулациона шема вишег реда (8-PSK и 16-QAM) захтевају око 3 до 4 dB јачи сигнал него QPSK.

Узимајући у обзир варијабилност канала, појављују се несводљиве грешке (видети слику 1.12). Обе верзије диференцијалних детекције су прорачунате за Рејлијев канални фединг, QPSK модулацију, и за следеће параметре. За детекцију у фреквенцијском правцу, канални РДС  $\tau_{rms}$  се претпоставља да има три узорка, што одговара максималном кашњењу ширења од око 30 узорака, претпостављајући профил експоненцијалног опадајућег каналног кашњења. За 128 FFT тачака, ова вредност одговара отприлике једној четвртини FFT времена, што је такође отприлике време трајања које ће бити за изабрани GI. То се види да несводљиве грешке прага у вези са тим реалним параметрима ( $\tau_{rms} F = 3/128$ ) леже око  $10^{-2}$  (крива "O---O").

Временска варијабилност за диференцијалне детекције у временском правцу одговара мобилном кретању од 20 m/s, за носећу фреквенција од 60 GHz, и симболској дужини од 1,3  $\mu$ s. Према моделу система, ICI је због Доплеровог ширења занемарена.<sup>3</sup>

<sup>3</sup> ICI је заиста занемарљива за изабране параметре система који су предложени из поређења максималне Доплерове фреквенције и размака OFDM SC. Ранији, 4 kHz, само 0,4% каснијег, који је 1 MHz. Приближне једначине за SNR деградацију због мобилности могу се наћи, на пример, у [7].





Слика 1.14. Канална варијабилност доводи до несводљивих грешака прага за различите модулационе шеме. Диференцијална QPSK се процењује преко Рејлијевог каналног фединга.

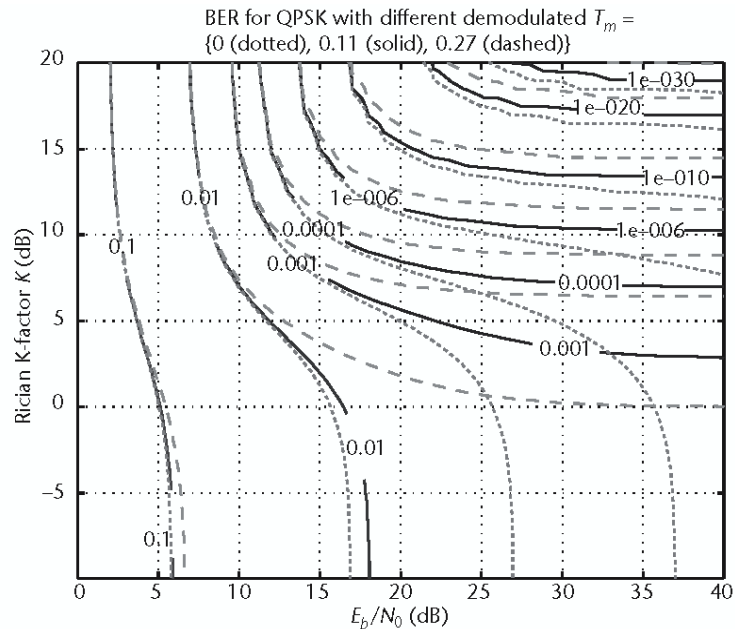
Док је претпостављено трајање симбола прилично кратко, за мобилност се сматра да је ред величине већи од очекиване мобилности у затвореном простору WLAN-система. Упркос томе, спратна грешка је много нижа за овај метод диференцијалне детекције (крива “\*-----\*”).

Остали приказани резултати анализирају утицај грешака у синхронизацији. У FD резултатима, ICI и ICI су занемарени, што је тачна дужина остатка IR канала унутар GI. Другим речима, на перформансе утиче само систематска фазна ротација која је - како проширени модел система показује (одељак 1.2.4) – настала због грешке временске синхронизације. Таква фазна ротација значи за диференцијалне технике детекције да се тачке консталационог сигнала пореде обично да се приближе заједно, што подразумева деградацију перформанси.

Треба знати, међутим, да негативни временски офсет једнак каналном  $\tau_{rms}$ , благо побољшава перформансе зато јер канал такође изазива неке систематске фазне ротације, што је, у случају о коме се расправља, није узета у обзир фазна ротацију због тајминга офсета. Утицај на перформансе је мали, међутим, за офсет је прорачунат.

Криве приказују перформансе за шему детекције у временском правцу, утицај ICI због фреквенцијског офсета се показао као добар. ICI је укључена користећи апроксимација из [7]. Види се да је утицај фазне дисторзије евидентан у свим вредностима SNR, док ICI одређује спратну грешку при високим SNR.

На слици 1.15, перформансе диференцијалне QPSK (у фреквенцијском смеру) су приказане као функција  $E_b/N_0$  и  $K$ , где је  $\tau_{rms}$  параметар. Од вишка максималног кашњења канала, које не би требало да прелази GI, је функција  $\tau_{rms}$  и  $K$ , сви ови параметри су међусобно повезани. Следеће дефиниције се уводе да се добије сет општих резултата. Трајање FFT и трајање GI су повезани фиксним фактором, који је обично у распону од 4 до 10. Максимални вишак кашњења канала може бити написан као  $\tau_{max} = 10\tau_{rms}K_1$ . Ово доводи до нормализације вишка кашњења, дефинисано као  $T_m = \tau_{max}/T_{FFT} = 10\tau_{rms}K_1F$ . На слици 1.15, перформансе диференцијалне QPSK су показане за  $T_m = \{0, 0.11, 0.27\}$ . Криве за  $T_m = 0$  омогућавају поређењу са сликом 1.12. Посебно за озбиљан канални фединг (ниски  $K$ -фактори), деградација перформанси је значајна за ширење кашњења.



Слика 1.15 Перформансе QPSK са диференцијалном детекцијом у фреквенцијском правцу. Максимални вишак кашњења канала је везан за време ФТТ, изражен као  $T_m$ .

## 2. MPEG-4 Видео компресија

### 2.1 Увод

Експертска група за покретне слике “Moving Picture Experts Group” (MPEG) је основана 1988 [43], у оквиру Међународне организације за стандардизацију (ISO) управна група (SG) 29, која је била одговорна за кодовање покретних слика и звука. Експертска група за покретне слике (MPEG) је започела развој MPEG-1 стандарда у 1988, који је објављен у 1993 и кренула стандардизацију MPEG-2 шеме у 1990 [44]. MPEG-1 стандард је углавном усмерен на CD-ROM апликације посвећене снимању видеа чији је битска брзина до 1,5 Mbit/s [44, 45]. Насупрот томе, MPEG-2 стандард је дизајниран за знатно бољи квалитет, односно за аудио-визуелне апликације као што су кућни систем забаве и системи за дигитално емитовање који захтевају битску брзину за видео између 2 и 30 Mbit/s [46, 47].

Процес стандардизације MPEG-4 који је покренут је 1994. год. са мандатом стандардизовања алгоритама за кодовање аудио-визуелних мултимедијалних апликација,

омогућава интерактивност и подршку за велике компресије, као и универзалну доступност и преносивост оба и аудио и видео садржаја [48].

MPEG-4 визуелни стандард је развијен од стране ISO/IEC 14496-2, и његова прва верзија је реализована 1998., додатни алати и профили су додати у два амандмана стандарда, што је кулминирало у верзији 2 крајем 2001. Битске брзине за MPEG-4 видео стандард крећу се између 5 и 64 Kbit/s у контексту мобилних телефона или јавних телефонских мрежа (PSTN) базираних на видео апликацијама, затим до 4 Mbit/s за дигитални пренос TV апликација, па чак и брзине веће од 100 Mbit/s за TV високе дефиниције (HDTV) односно студијске апликације [49].

MPEG-4 видео кодни стандард је у стању да подржи све функционалности које су већ подржане у MPEG-1 и MPEG-2 стандарду.

MPEG-4 видео стандард побољшава популарни MPEG-2 стандард како у погледу остваривања ефикасности компресије, с обзиром на визуелни квалитет, тако и у погледу могуће флексибилности која олакшава рад у широком спектру примене. Тај значајни напредак се постиже тако што се користи више напредних компресионих алгоритама и широк скуп алатки за кодовање и манипулисање дигиталним медијима. MPEG-4 Видео Стандард се састоји од ‘језгра’ видео енкодер/декодер модела који користи одређени број додатних алата за кодовање. Језгро модела је базирано на добро успостављеном хибриду Диференцијалне пулсне кодне модулације/Дискретне косинусне трансформације (DPCM/DCT) кодног алгоритама и основна функција језгра је проширен алат који подржава побољшану ефикасност компресије и поуздан пренос.

Осим тога, MPEG-4 омогућава ефикасно и на нови начин кодовано представљање аудио и видео података који могу бити ‘базирани на садржају – content-based’, што је концепт који је истакнут у поглављу 2.3.

Да појаснимо мало више, MPEG-4 видео стандард компресује видео сигнал уз помоћ компресије са сетом алата који подржавају шифровање неколико класа функционалности. Укратко, најважније карактеристике подржане од MPEG-4 стандарда су *висока ефикасност компресије (high compression efficiency)*, *интерактивност базирана на садржају (content-based interactivity)*, као и *универзални приступ (universal access)*, које су резимиране на следећи начин [44,50].

- Постизање *високе ефикасности компресије* је основна карактеристика MPEG-1 и MPEG-2. Складиштење и пренос аудио-визуелних података захтева високу ефикасност компресије, у току репродукције високог квалитета видео секвенце, отуда је омогућено апликацијама као што су HDTV и Digital Video Disc (DVD) складиштење.
- *Интерактивност базирана на садржају* представља видео као један ‘‘базни објекат - object basis’’, а раније као ‘‘базни фрејм - frame basis’’, која је једна од нових могућности које нуди MPEG-4. Функционалност концепта *базиран на садржају* разрађена је у поглављу 2.4.
- *Универзални приступ* омогућава аудиовизуелним информацијама да се преносе и приступају мрежама у различитим окружењима, као што су мобилне мреже, као и системи базирани на преносу преко жица.

Ово поглавље даје основни преглед MPEG-4 видео стандарда. Након прегледа стандарда, његовог приступа и његових карактеристика, филозофија објектно-оријентисаног кодовања разматраће се у поглављу 2.3. Ово даље прати дискусија о тзв. профилима дефинисаним за кодовање произвољног облика објеката и правоугаоних видео фрејмова у 2.4.3. Затим, профили дефинисани за скалабилно кодовање видео објеката истакнути су секцији 2.5. Субјективне методе мерења квалитета видео записа, као и експериментални резултати дискутовани су у секцијама 2.6 и 2.7.

## 2.2 Преглед MPEG-4

### 2.2.1 MPEG-4 профили

MPEG-4 стандард има за циљ задовољење потреба различитих визуелних комуникационих апликација користећи приступ базиран на алат за кодовање и декодовање визуелних информација [24, 50]. Даље ћемо описати неке од кључних карактеристика за MPEG-4 видео стандард, које су супериорније у односу на претходни видео кодни стандард.

- Основни компресиони алати базирани су на H.263 стандарду Међународне уније за телекомуникације и телекомуникација стандардизацији сектора (ITU-T), који су ефикаснији од оних за MPEG-1 [51] и MPEG-2 [52] видео компресионе шеме. Ефикаснија компресија прогресивних и испреплетаних видео секвенци, као и опциони додатни алати уведени су ради даљег побољшања достижене ефикасности компресије.
- Кодовање видео објеката, којих има и правоугаоних облика и објеката неправилних облика. Ово је нови концепт у контексту стандарда базираних на кодовању видео записа и омогућава независно кодовање и предњег плана и позадине објеката у видео сцени.
- Подршка за пренос отпорност на грешке (error-resilient) преко 'непријатељске' мреже. Спектар алата отпорности на грешке је укључен у MPEG-4 ради помоћи декодеру за опорављање од грешака преноса и за одржавање успешне видео везе на мрежи склоној грешкама. Осим тога, прилагодљиве алатке за кодовање су у стању да подржавају флексибилни пренос у опсегу жељених кодованих битских брзина.
- Кодовање статичне слике у истим фрејмовима као секвенца видеа пуног покрета.
- Кодовање визуелних анимираних објеката, као што су 2D и 3D компјутерски генерисана полигонална мрежа, анимирани објекти, итд.
- Кодовање за специјализоване апликације, као што је веома висок квалитет студијског видеа. У овој апликацији одржавање високог квалитета видеа је много важније од постизања високе компресије.

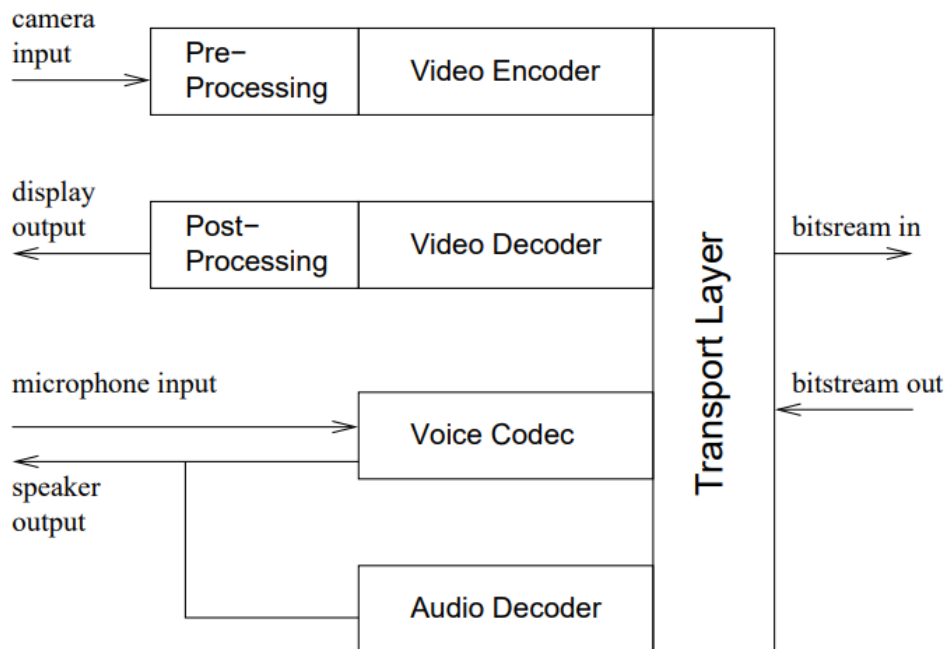
Табела 2.1 је листа MPEG-4 визуелних профила коришћених за кодовање видео сцене. Ови профили се крећу од тзв. једноставног профила (Simple Profile) изведеног за кодовање правоугаоних видео фрејмова, преко профила намењених за произвољне облике и кодовања скалабилних објеката до профила 'неприродних' за кодовање, студијског квалитета видео снимка.

Табела 2.1: MPEG-4 Визуални профили за кодовање природног видеа

<b>MPEG-4 визуелни профил</b>	<b>Главне карактеристике</b>
Simple	Ниска комплексност кодовања правоугаоних видео фрејмова
Advanced Simple	Кодовање правоугаоних фрејма са побољшаном ефикасношћу и подршка за испреплетани (interlaced) видео
Advanced Real-Time Simple	Кодовање правоугаоних фрејма за real-time striming
Core	Основно кодовање произвољних облика видео објеката
Main	Feature-rich кодовање видео објеката
Advanced Coding Efficiency	Високо ефикасно кодовање видео објеката
N-Bit	Кодовање видео објеката са резолуцијом узорака другачијим од 8 бита
Simple Scalable	Скалабилно кодовање правоугаоних видео фрејмова
Fine Granular Scalability	Побољшано скалабилно кодовање правоугаоних видео фрејмова
Core Scalable	Скалабилно кодовање видео објеката
Scalable Texture	Скалабилна мирна текстура са побољшаном ефикасношћу и објектно базиране функције
Advanced Scalable Texture	Скалабилна мирна текстура са побољшаном ефикасношћу и објектно базиране функције
Advanced Core	Комбинује особине Једноставно, Основни и напредни Скалабилни профил текстура
Simple Studio	Објектно базирано кодовање високог квалитета видео секвенце
Core Studio	Објектно базирано кодовање високог квалитета видео секвенце са побољшаном ефикасношћу компресије

### 2.2.2 Особине MPEG-4

Слично као MPEG-1 [51] и MPEG-2 [52], MPEG-4 спецификације покривају и презентацију и пренос дигиталног аудио и видео. Међутим, овде ћемо размотрити само специфичности видео кодног стандарда. Блок дијаграм основне видеофонске шеме приказан је на слици 2.1. Размотримо сада неке од повезаних операција у мало више детаља.

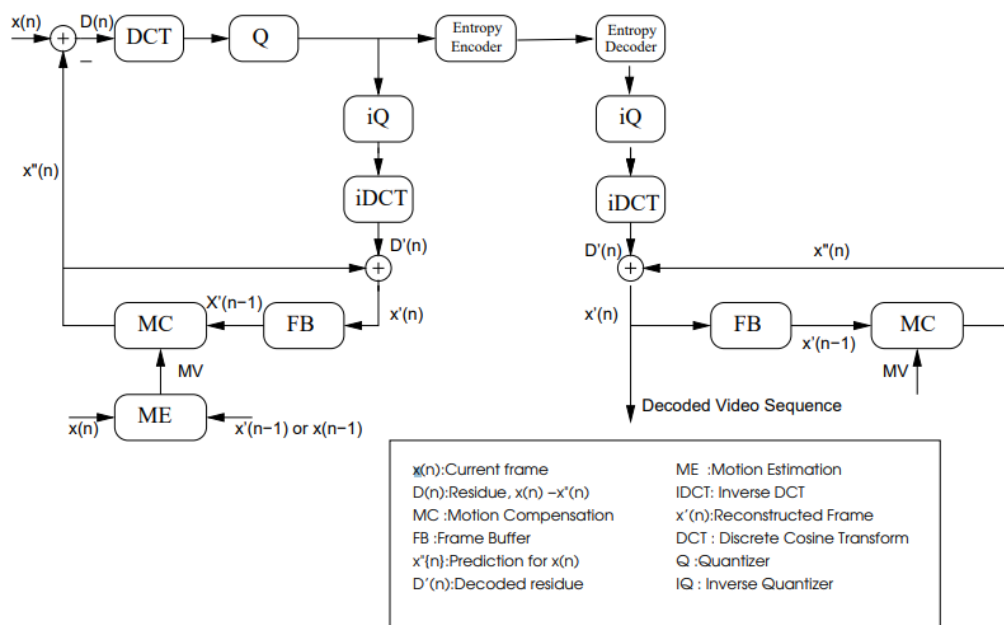


Слика 2.1. Поједностављена видеофонска шема.

### 2.2.2.1 Предпроцесирање и видео кодовање

Према ISO MPEG стандарду [53], MPEG-4 видео кодек подржава само YUV 4:2:0<sup>4</sup> Quarter Common Intermediate Format (QCIF) или Common Intermediate Format (CIF) видео репрезентације у контексту компресије [32]. Овде, пред-обрадни блок који је приказан на слици 1.1 обавља све потребне обраде од камере на улазу у циљу стварања потребних 4:2:0 YUV QCIF или CIF базираних секвенци. Да би се кодовала YUV видео секвенца у MPEG-4 битски проток (bitstream), MPEG-4 кодер усваја афирмисане компензација покрета (Motion Compensation MC) и DCT на бази структуре приказане на слици 2.2.

<sup>4</sup> Шема кодовања боја у којима се осветљај (Y) и тзв. разлика боја сигнала U и V се одвојено заступа. Људско око је мање осетљиво на варијације боја него на варијације интензитета. Дакле, YUV формат омогућава да се (Y) информација осветљаја кодује у пуној резолуцији а информација разлике боја се кодују на нижој резолуцији



Слика 2.2. Блок дијаграм MPEG-4 енкодера и декодера.

### 2.2.2.2 Транспортни слој (Transport Layer)

У MPEG-4, транспортни ток видео записа је подељен у четири слоја, односно Основни ток (Elementary Stream) [55], Синхронизациони слој (Synchronization Layer), 'Flexmixed' [56] ток и 'Transmux' [57] ток. MPEG-4 архитектура система и транспортни слој је опширније објашњен у литератури [55, 58]. Ми ћемо укратко објаснити карактеристике транспортног слоја на следећи начин.

- Термин **Основни ток (Elementary Stream)** [55] се односи на податке који у потпуности или делимично садржи кодовани приказ једног аудио или видео објекта, информације описа сцене или контролне информације.
- **Синхронизациони слој (Synchronization Layer-SL)** [59] додаје идентификацију извора информација, као што су аудио или видео извори, као и временске ознаке.
- **Flexmixed (streams) токови** [56] преносе групе основних токова у складу са одређеним скупом заједничких атрибута, као што су захтеви за квалитет.
- **Transmux (streams) токови** [57] су конституисани токови преноса преко мреже помоћу транспортних протокола, као што је протокол у реалном времену (Real-Time Protocol RTP) [60] који се користи за пренос преко Интернета.
- 

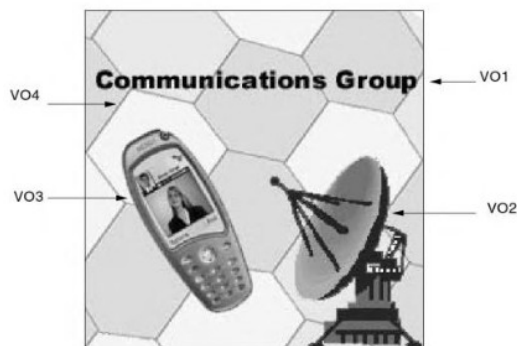
### 2.2.2.3. Видео декодер и постпроцесирање

Слика 2.2 приказује поједностављени блок дијаграм MPEG-4 видео декодера. Треба обратити пажњу да је структура процеса декодовања идентична оној као код локалног декодера у енкодеру. Компензација покрета (Motion Compensation - MC) [21] је најважнији процес, како у видео енкодеру тако и у декодеру у смислу постизања високе компресије видеа. Компензација покрета (MC) генерише векторе покрета (Motion Vectors - MVs) на основу идентификације највероватнијег положаја у претходном видео фрејму

одакле је тренутни 8x8-пиксела видео блок пореклом, и како се преселио дуж одређене путање кретања у узастопним видео фрејмовима. Овај МС процес укључује доделу одређеног подручја претраге у фрејму претходног фрејма, а затим помера тренутни блок преко области за претраживање у настојању да пронађе положај највише корелације. Када је ова позиција идентификована, Компензација покрета предвиђања остатка (Motion Compensated Prediction Residual - МСРР) [21] је формирана одузимањем два блока једног од другог.

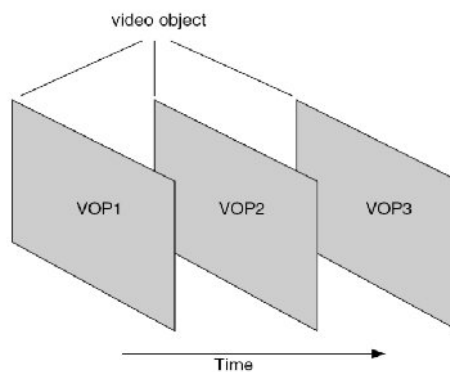
### 2.3 MPEG-4 објектно базирана орјентација

Једна од функционалности дефинисаних MPEG-4 стандардом је аудио-визуелна објектно базирана “object-based” обрада, која формира објектно базирано представљање аудио или видео сигнала [46]. Видео објекат може да се прикаже на примеру где особа хода, а у позадини је планина. Обоје, и објекат и позадина могу бити замењени другим објектом или другом позадином и како се очекује одређене технике кодовања боље су за одређене објекте. Ово представљање подржава `интерактивност базирана на садржају`, о којој ће више речи бити у поглављу 2.4.



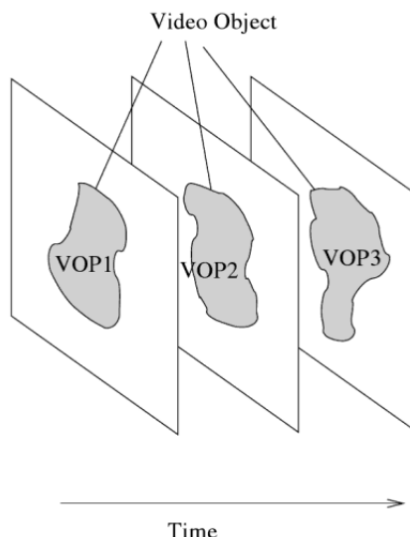
Слика 2.3. Оригинална декодована видео сцена

Слика 2.3 приказује пример видео фрејма издвојеног из видео сцене, која се састоји од неколико објеката, односно текста, антене, мобилног телефона и позадине.



Слика 2.4. VOPs и VO (правоугаоне).





Слика 2.5: VOPs и VO (произвољан облик).

Табела 2.2: Различити MPEG-4 Објектно-оријентисани представници различитих видео сцена

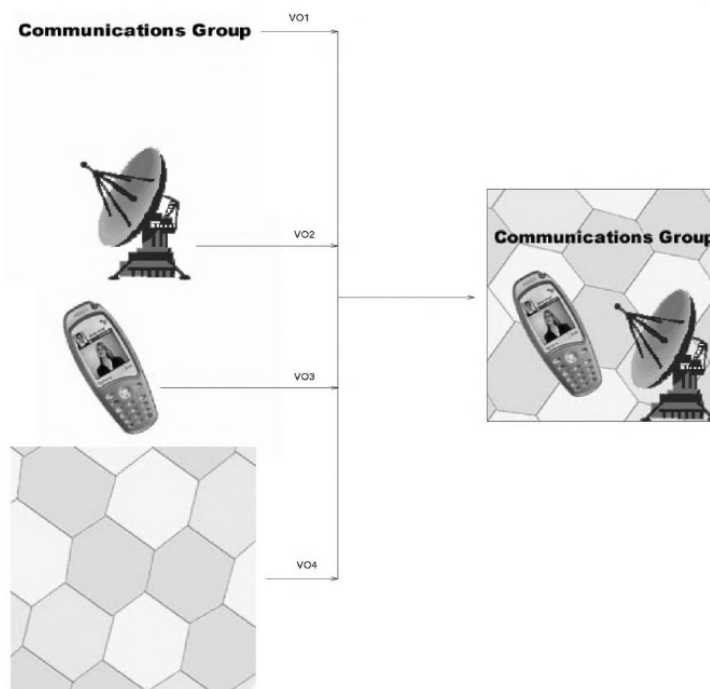
Име	Опис
Visual Object Sequence (VS)	Комплетна MPEG-4 сцена, која може да садржи 2D и 3D природне, као и компјутерски генерисане објекте.
Video Object (VO)	2D Видео објекат. У најједноставнијем случају ово може да буде правоугаони фрејм, или произвољно обликован елемент видео фрејма који одговара објекту или позадини сцене.
Video Object Layer (VOL)	Сваки VO може бити кодован на скалабилан начин, односно у различитим протоцима, користећи вишеслојну заступљеност коју чине тзв. основни слој и унапређен (побољшан) слој. Алтернативно, он може бити кодован у не-скалабилној (тј. фиксна битска брзина) форми користећи основни слој, али не и побољшани слој, зависно од примене. Ови слојеви се називају VOL. VOL омогућава скалабилно кодовање, где видео објекат може бити кодован коришћењем просторне и / или временске скалабилности.
Video Object Plane (VOP)	VOP је у временском домену узорак видео објекта. VOP може бити независно кодован један од другог, односно користе се унутар-фрејма (интра-фрејме) кодовање или међу-фрејмовима (интер-фрејме), као и двосмерне технике кодовања користећи MC.

Опет, у MPEG-4 базираном кодовању [53] ови објекти су наведени као видео објекти (VO). Синтакса ове презентације може бити написан као VO1 (текст), VO2 (антена), VO3 (мобилни телефон) и VO4 (позадина).

MPEG-4 видео сцена може се састојати од једног или више VO. VO је област видео сцене која може да заузме произвољно обликован регион и може бити присутна за произвољне дужине времена. Инстанца (надлежност) VO у одређеном тренутку је раван видео објекта (Video Object Plane - VOP). Ова дефиниција обухвата традиционални приступ кодовања комплетног фрејма, у којој сваки VOP је један фрејм (фрејм) видеа и низ кадрова облика VO. На пример, слика 2.4 показује да се VO састоји од три правоугаона VOP, међутим у MPEG-4 видео стандарду, увођење концепта произвољних облика VO омогућава више флексибилности. Слика 2.5 приказује VO који се састоји од три VOP неправилног облика, сваки је присутан у фрејму и сваки се кодује засебно, што је довело до концепта објектно базираног кодовања, о чему ће бити више речи у поглављу 2.3. VO могу бити у бинарном облику као што су VO1, VO2, VO3 на слици 2.6 или у правоугаоним облицима, као што је VO4 на слици 2.6, што је једнако димензији величине

целог видео фрејма. На пример, ако се користи QCIF видео формат, димензија ће бити 176 x 144 пиксела.

У Табели 2.2 имамо сажете неке од важних номенклатура, које се често користе када се односе на MPEG-4 синтаксе. Размотримо сада интерактивност базирану на садржају (*content-based nteractivity*), у контексту MPEG-4 кодовања у више детаља.



Слика 2.6: Функционалност објектно-оријентисане кодовања у MPEG-4.

## 2.4 MPEG-4 интерактивност базирана на садржају

"Интерактивност базирана на садржају" покушава да кодује слику сцене на начин који ће омогућити одвојено декодовање и реконструкцију различитих објеката, као и олакшавање манипулација оригиналне сцене уз помоћ једноставних операција спроведених у облику које су представљене својим битским током (bitstream) [46, 61]. Као што је поменуто у табели 2.2, MPEG-4 видео кодни стандард обезбеђује објектно-слојевит "object-layered" битски ток који се у даљем тексту назива Video Object Layer (VOL) [46], ради подржавања ове функције. Дакле, код кодовања битски ток (bitstream) ће бити објектно-слојевити и обликовани, степен транспарентности сваког објекта, као и просторне координате и додатни параметри који описују објектно скалирање, ротација, итд. су описани у битском току сваког посебно. Добијени битски ток укључујући и све информације бита се декодује и реконструише тако што приказује објекте у оригиналној величини и на оригиналној локацији, као што се види на слици 2.7. Алтернативно, могућа је манипулација секвенца слике по жељи корисника, омогућавајући скалирање промена и друге трансформације објеката, као што се види на слици 2.8.

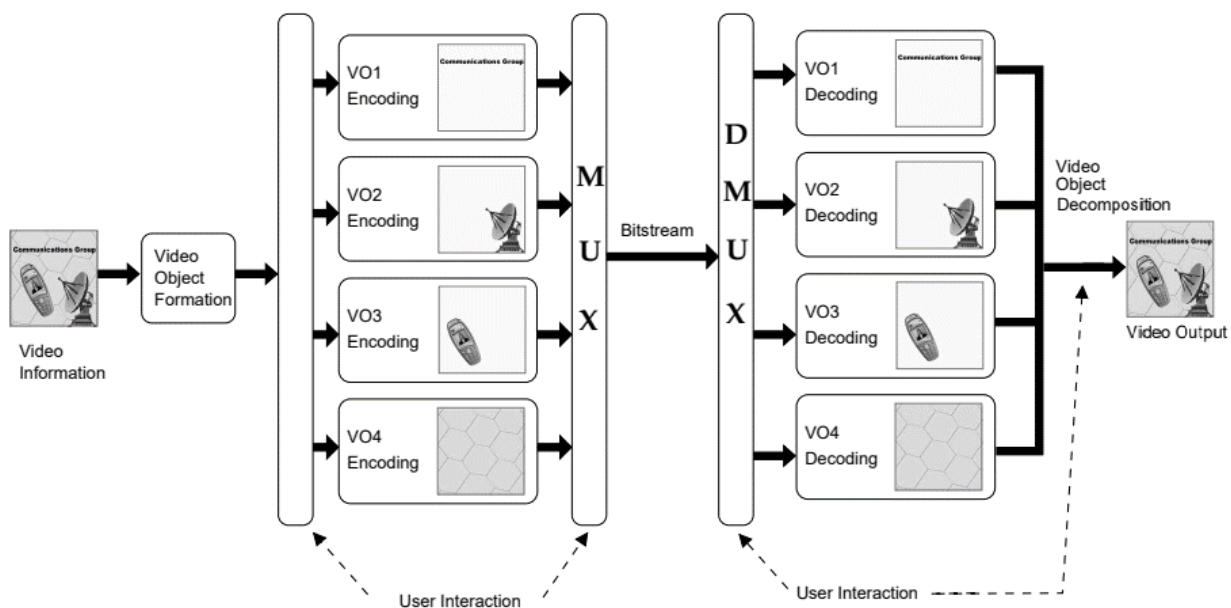


Слика 2.7: Оригинална декодована видео сцена.



Слика 2.8: Декодована видео сцена у складу са жељама корисника. На садржају базиран приступ усвојен од стране MPEG-4 видео кодног стандард омогућава флексибилно декодовање, представљање и манипулацију VO у сцени, где на пример, за различите резолуције декодовање видеа је олакшано.

Као што је илустровано на слици 2.8, VO мобилни телефон није декодован, земаљска сателитска станица је декодована и приказана користећи скалирање или ротацију. Поред тога, нови објекат мобилни видео-телефон дефинисан од корисник је укључен, што није припадало оригиналној сцени. Секвенца од битског низа је организована у “object-layered” облику, манипулација објекта се врши на нивоу битског тока додавањем или брисањем одговарајућег објекта битског тока [62, 63].

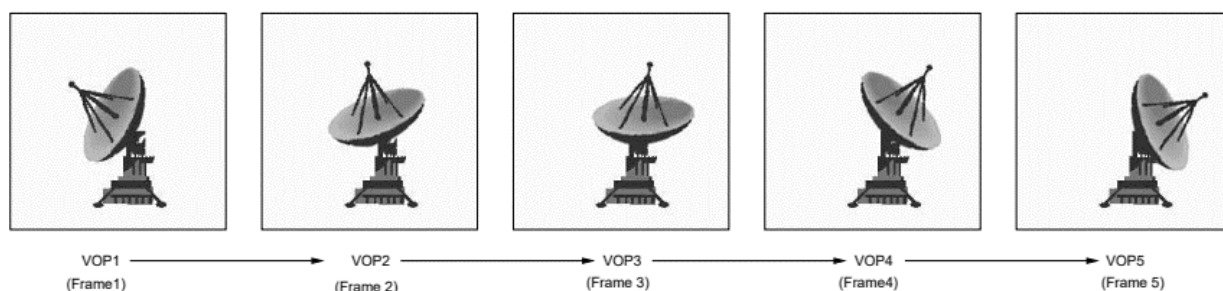


Слика 2.9: на садржају базиран приступ усвојен од стране MPEG-4 стандарда омогућава флексибилно декодовање, представљање и манипулацију VO у сцени.

### 2.4.1. VOP - базирано кодовање

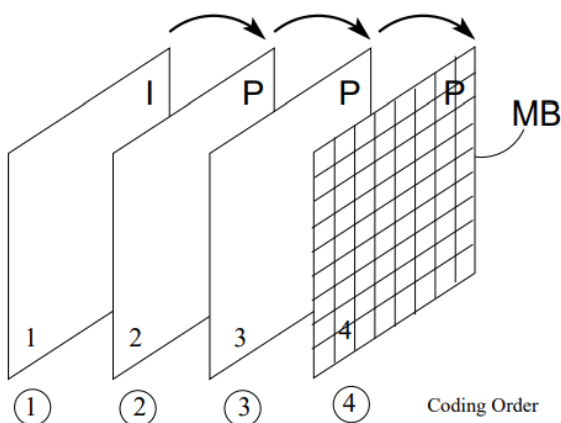
Пре него што се почне са кодовање објекта, он мора да се узоркује. Већина објеката су семпловани у правилним временским интервалима одговарајућим фрејм-скенираним (frame-scanning) брзинама, а сваки узорак одговара просторном представљању објекта у тренутку у времену а то је познато као VOP. Отуда сваки објекат у сцени представља низ VOP. У више познатом смислу, камера “гледа” сцену и снима информације семплујући сцену (било конзервирањем или окидањем и скенирањем). Камера даје на свом излазу низ фрејма (фрејмова) или у MPEG-4 терминологији, текстурни део низа VOP. VOP садржи податке о текстури и информацију правоугаоног облика или податке више сложених облика у вези са објектом. VOP, као и фрејмови у претходним верзијама кодека MPEG породице [29, 30], може бити кодован помоћу интра-фрејме кодовања или коришћењем MC.

MPEG-4 стандард уводи концепт VOP (Video Object Planes) за подршку функционалности интеракције базиране на садржају [44]. Удружени концепт је илустрован на слици 1.9. Садржај сваког улазног видео фрејма је подељен на неколико региона произвољних облика слике, односно у VO, а сваки VO је узоркован у временском домену издвајањем одговарајућих области узастопних видео фрејмова. Сваки узорак VO у временском домену одговара својој слици у узастопним видео фрејмовима представљеним у VOP. Облик и локација сваког VO може да варира од кадра до кадра, што може да се види на примеру приказаном на слици 2.10. Више експлицитно, слика 2.10 показује пет узастопних фрејма одређеног VO, односно да од параболичне антене, која се окреће са лева на десно у току временског интервала одреди пет узастопних фрејма који се протеже у интервалу Frame 1 до Frame 5. Дакле, у овом случају VO представља параболичну антену, док сукцесивно приказани VO фрејмови представљају VOP.



Слика 2.10: Кодовање секвенце помоћу MPEG-4 VOP омогућава коришћење на садржају базиране функционалности, где VOP садржи пет узастопних узорака у временском домену добијених из пет узастопних VO фрејма који представљају видео сцену.

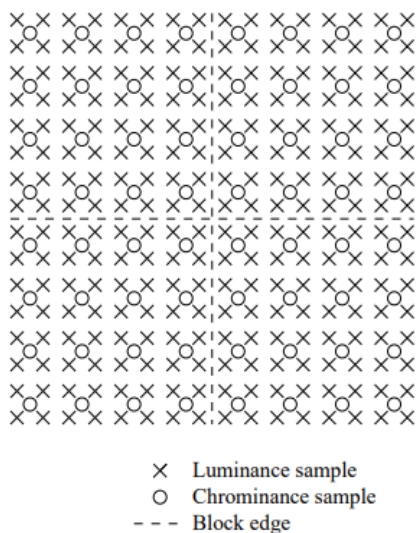
За разлику од MPEG-1 [51] и MPEG-2 [52] стандарда, VOP коришћен у MPEG-4 не сматра се више на тај начин као правоугаони регион. Опет, VOP издвојен из видео сцена садржи параметре кретања, информације о облику и текстуру података. Они се кодујују коришћењем аранжмана сличним шеми кодовања макроблока која подсећа на одговарајуће шеме које користе MPEG-1 и MPEG-2 стандарди, као и ITU H.263 кодни стандард [31].



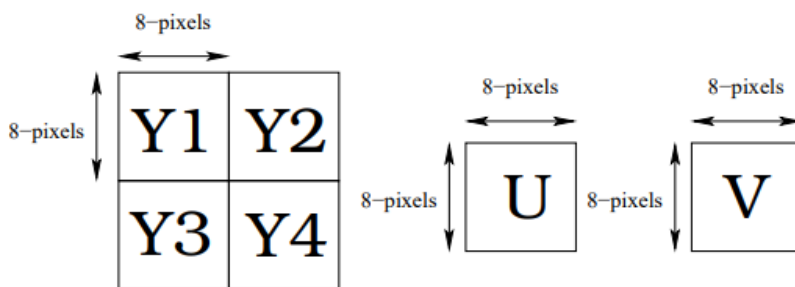
Слика 2.11: I-фрејмови (I-VOP) и P-фрејм (P-VOP) у видео секвенци. P-фрејмови су шифровани помоћу компензације покрета MC предвиђених на основу најближег претходног VOP.

## 2.4.2 Кодовање покрета и текстуре

Као што је поменуто раније, алгоритам MPEG-4 видео кодовања има сличну структуру оној већ афирмисаних MPEG-1/2 и H.263 кодних алгоритама. Шефер и Сикора [44] утврдили су да MPEG-4 кодни алгоритам кодује прво VOP у интра-фрејм VOP моду кодовања (I-VOP), док сваки наредни фрејм се кодује помоћу интер-фрејм кодовања или предвиђеног VOP (P-VOP), и користи само податке који се акумулирају из претходног кодованог VOP фрејма који се користи за предвиђање. Као што се види са слике 2.11. у овом конкретном случају VO се третира у правоугаоном облику. Први фрејм се кодује као I-VOP фрејм, док други фрејм (који је први P-VOP фрејм) је кодован помоћу претходног I-VOP фрејма као референца за временско кодовање. Сваки наредни P-VOP фрејм користи претходни P-VOP фрејм као референцу. Размотримо сада како се кодовање покрета и текстуре врши у MPEG-4 [44]. Кодовање и покрета и текстуре VOP низа је блок-базирано (block-based). Блок у кодовању видеа је типично дефинисан као правоугаони низ од 8x8 пиксела [48]. Хроминентна компонента видео сигнала обично је узоркована на просторну фреквенцију, која је за фактор два нижа од просторне фреквенције узорковања осветљаја (Y), свака хроминантни блок (C) носи информацију о разлици боја везаних за четири блока осветљаја (Y). Скуп ових шест блокова 8x8 пиксела (4Y и 2C) се назива макроблок (MB), као што је приказано на сликама 2.12 и 2.13. MB се третира као једна кодована јединица током процеса кодовања [64]. Поред тога, MPEG-4 шема користи Y, U, V кодовање и 4:2:0 структуру информација о боји [54]. То значи да се осветљај кодује за сваки пиксел, али информација о разлици боја се филтрирају и смањују до половине резолуције осветљаја, како хоризонтално тако и вертикално. Ако нпр. подручје слике представља блок од 16x16 пиксела осветљаја, онда захтева само 8x8 пиксела за U и 8x8 пиксела за V. Пошто стандард користи блокове 8x8 пиксела за DCT [53], MB се састоји од четири блока узорака осветљаја (Y), као и од по једног блока U и V узорака. Слика 2.13 приказује редослед кодоирања MB за четири луминентна (Y) и два хроминентна (U, V) блока, док слика 2.12 приказује просторни однос између осветљаја и узорака разлике боја у YUV формату.



Слика 2.12: Позиционирање узорака осветљаја и хроминансе у МВ који садржи четири блока 8x8 пиксела осветљаја имају укупну површину од 16x16 пиксела у видео фрејму. Обе разлике боја раздвојених узорака сигнала хроминансе обрађени су у половини просторне резолуције.

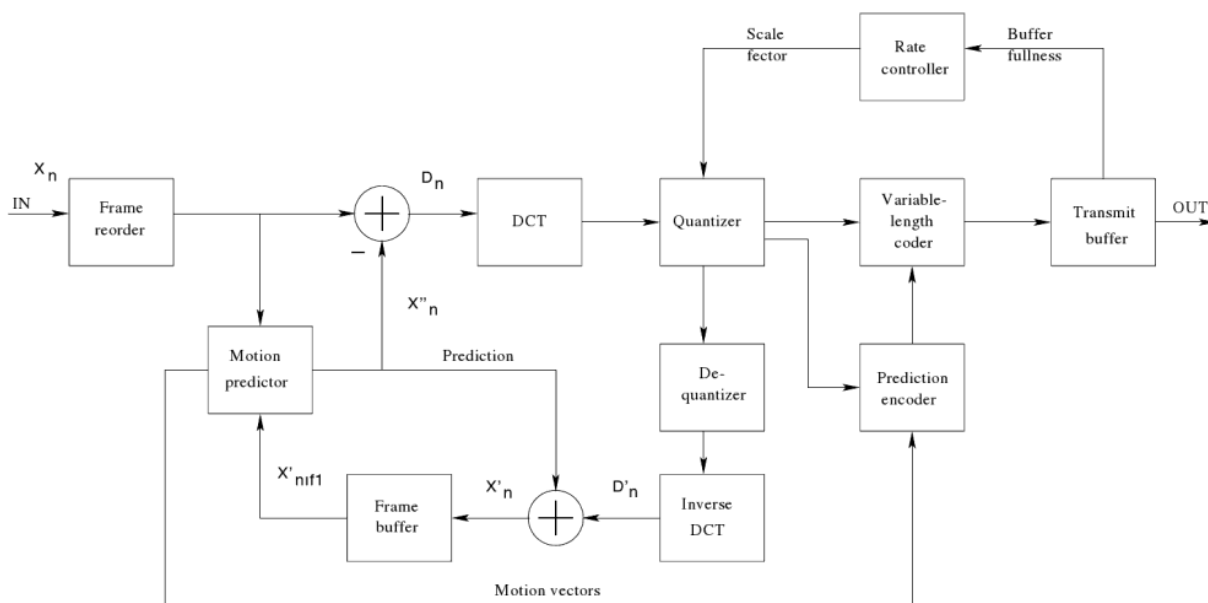


Encoding Order : Y1 , Y2, Y3, Y4, U, V

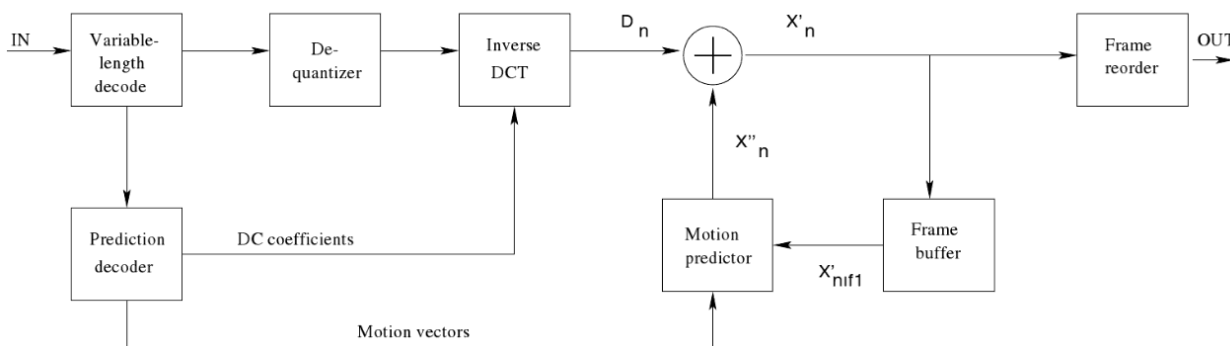
Слика 2.13: Редослед кодованај блокова у МВ.

Блок дијаграм идеализованог видео кодера и декодера приказан је на слици 2.2 у поглављу 2.2. У овом одељку разматрамо сваки појединачни блок MPEG-4 видео кодека детаљније. MPEG-4 видео кодер и декодер су приказани на сликама 2.14 и 2.15, респективно. Први фрејм у видео секвенци се кодује у интра-фрејму кодном моду (I-VOP), без позивања на било које претходне или наредне фрејмове. Као што се види на слици 2.2, DCT се у кодеру примењује на сваки од 8x8 пиксела блок осветљаја и хроминансе. Затим сваки од 64 DCT коефицијената је квантован (Q) у блоку. Након квантизације, најнижи фреквенцијски DCT коефицијент, односно DC коефицијент, различито се третира од преосталих коефицијената, који се такође често називају “Alternating current” (AC) коефицијенти. DC коефицијент одговара средњој вредности интензитета осветљаја блока који се посматра и кодује се помоћу диференцијалне компоненте DC методе кодовање, користећи DC вредност претходног фрејма као референцу, када предвиђа и кодује тренутни фрејм. “Non-zero” квантоване вредности преосталих DCT коефицијената и њихове локације су “цик-цак” скениране и “run-length” или ентропијски кодоване помоћу Вариабле-ленгхт цодинг (VLC) табеле слично као технике приказане у MPEG-1 [29], MPEG-2 [30], и H.263 [27] кодецима. Више DCT алгоритма је разматрано у поглављу 2.4.3.

Када се разматра P-VOP кодовање, претходни I или P-VOP фрејм, односно фрејм  $n-1$ , се чува у реконструисаном Frame Buffer (FB) у оба и кодеру и декодеру као референтни фрејм. MC (Motion Compensation) је изводи на основу MB. Дакле, само један MV (motion vector) је процењен за фрејм VOP- $n$  за одређени MB да буде кодован. Ови вектори покрета су кодовани и пренесени до пријемника. Предвиђање грешке компензације покрета или остатак блока  $D(n)$ , (слика 2.14), се израчунава одузимањем сваког пиксела у MB из свог (motion-shifted) покрет-помереног пара у претходном VOP фрејму, односно у VOP- $(n-1)$ . Тада  $8 \times 8$  димензионални DCT се примењује на сваки од  $8 \times 8$  блокова који се налази у MB, прво се квантизују DCT коефицијенти, а затим “run-length” кодовање (RLC) и ентропијско кодовање, које представљају VLC-технике.



Слика 2.14: Блок дијаграм MPEG-4 кодера.



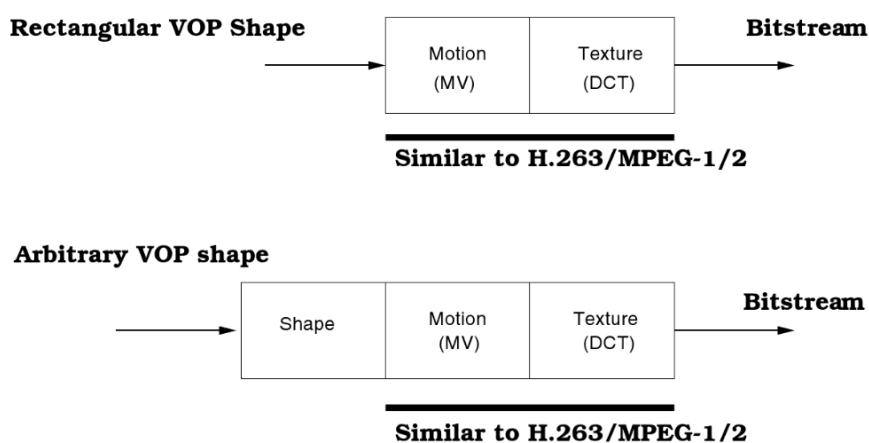
Слика 2.15: Блок дијаграм MPEG-4 декодера.

Декодер на слици 2.15 користи “инверзну” рутину кодера за репродукцију MB од N-тог VOP фрејма у пријемнику. Након декодовања речи променљиве дужине (variable-length) које се налазе у баферу видео декодера, вредности пиксела предикције грешке покрета или остатака блока  $D(n)$  су реконструисане уз помоћ инверзног квантизера (iQ) и инверзног DCT блока на слици 2.15.

Покрет-компензовани (motion-compensated) пиксели претходног VO фрејма, односно оних VOP-( $n-1$ ), садржани су у VO фрејм баферу декодера, који се додају на грешку предикције покрета  $D(n)$ , након што су адекватно позиционирани према MV, као што се види на слици 2.15, у редоследу за опоравак одређеног MV у VOP- $n$ .

### 2.4.3 Кодовање облика

VO могу бити правоугаоног облика или произвољног облика. За правоугаони VOP, процес кодовања је сличан оном који користе MPEG-1 и MPEG-2 стандард. Међутим, ако је VO произвољног облика, за следећи корак кодовања неопходно је претходно кодовање покрета и текстуре, као што је приказано на слици 2.16 [65]. Конкретно, у MPEG-4 визуелном стандарду две врсте облика информација сматрају се саставним карактеристикама VO, бинарна и сива-скала (grey scale) информације облика [66].



Слика 2.16. MPEG-4 структуре кодовања облика.

#### 2.4.3.1 Кодовање VOP облика

У MPEG-4 видео компресионом алгоритму, облик сваког VOP је кодован заједно са својим другим параметрима, као што су његова текстура и вектори покрета. Бинарне Алфа равни дефинишу који пиксели унутар граница поља припадају VO у датом временском тренутку [67]. VOP облик информације, или у овом случају бинарна Алфа раван је најчешће представљена матрицом која је исте величине као VOP, где сваки елемент матрице може да преузме једну од две могуће вредности, односно 255 или 0, у зависности од тога да ли је пиксел унутар или ван видео објекта [66]. Ако одговарајући пиксел припада објекату, онда је елемент постављена на 255, у супротном је постављен на 0. Ова матрица се означава као бинарна маска (*binary mask*) или као битмапа (*bitmap*). Слика 2.17 приказује бинарну алфа раван “Мис Америке” и “Акио” у VOP.





Слика 2.17. MPEG-4 бинарне равни “Мис Америке” и “Акиџо” фрејмова.

Пре кодовања, бинарна алфа равна је подељена у бинарне Алфа блокове (Binary Alpha Blocks - BAV) величине 16x16 пиксела. Сваки BAV се посебно кодује. Није изненађујуће да BAV садржи идентичне вредности, које су или све 0, у ком случају се BAV назива транспарентни блок, или све 255, када се за BAV каже да је непровидан блок. Главни MPEG-4, алати који се користе за кодовање BAV су Context-based Arithmetic Encoding (CAE) алгоритам и MC шема<sup>5</sup> [66]. Inter-ram CAE (InterCAE) и Intra-ram CAE (IntraCAE) су две варијанте CAE алгоритма који се користе у комбинацији са P или I-VOP, респективно. InterCAE сценарио подразумева векторе покрета MV, који су базирани на проналажењу и кодовању најбоље подудараних позиција претходног VOP фрејма, док се IntraCAE користи без MC и узима се као IntraCAE. BAV текућег VOP може бити кодован у једном од седам могућих модела који следе [68]:

1. Ако је цео BAV означен као транспарентан, није неопходно кодовање облика и самим тим текстура информација није кодована за овај BAV.
2. Ако је цео BAV означен као непровидан, није неопходно кодовање облика, али информација текстуре је кодована за VOP.
3. BAV се кодује коришћењем IntraCAE без икакве везе са претходним фрејмом и компензацијом покрета.
4. Блок се не ажурира у односу на исти блок од претходног фрејма, ако имамо нулу разлике вектора покрета (Motion Vector Difference - MVD) за блок у вези између претходног и текућег фрејма.
5. Чак и ако је MVD нула, садржај блока може бити ажуриран. У овом случају, InterCAE се користи за кодовање блока за ажурирање.
6. MVD је различита од нуле и ажурирање није неопходно, тако да се ни текстура ни облик блока не кодује.
7. MVD је различита од нуле и блок треба да буде ажуриран. У овом случају, InterCAE се користи за кодовање и текстура и облика блока.

<sup>5</sup> Било која видео секвенца се може посматрати као мрежа узастопних фото снимака сцене. Дакле, узастопни снимци су у корелацији. \*\*То је у овом облику предвидљивост или редуванса те је предвиђање покрета механизам експлоатације\*\*. У основном облику, можемо једноставно користити претходни оквир за предвиђање тренутног оквира.

Модели 1 и 2 не захтевају кодовање облика. За модел 3, облик је кодован помоћу IntraCAE. За моделе 4-7, користе се процена покрета и MC. MVD је разлика између облика MV (motion vector) и његове предвиђене вредности (MVP). Ова предвиђена вредност је процењена од суседних облика MV или из ко-лоцираних текстура MV. Када модел показује да ажурирање није потребно, онда се MV једноставно користи за копирање одговарајућих расељених блокова 16x16-пиксела од референтног ВАВ на тренутни ВАВ. Ако, међутим, мод указује да је ажурирање (исправка) потребно, онда се ажурирање (исправка) кодује коришћењем InterCAE.

#### 2.4.3.2 Кодовање облика у сивим нијансама

Уместо да су само 0 и 255 могуће вредности за кодовање матрице облика, кодовања облика може преузети опсег вредности у распону од 0 до 255, што представља степен транспарентности за сваки пиксел, где 0 одговара транспарентном пикселу, а 255 представља непровидан пиксел. Што се тиче вредности између 0 и 255, што је мања вредност пиксел је транспарентнији. Слично томе, што је већа вредност, пиксела је непровиднији [67]. Овај сценарио се назива (grey-scale) кодовање облика у сивим нијансама, пре него бинарно кодовање облика. Ове вредности могу да се складиште у облику матрице за представљање облика VOP. Grey-scale облик информације се кодују коришћењем блок-базиране DCT као конвенционални приступ који се користи за кодовање текстуре.

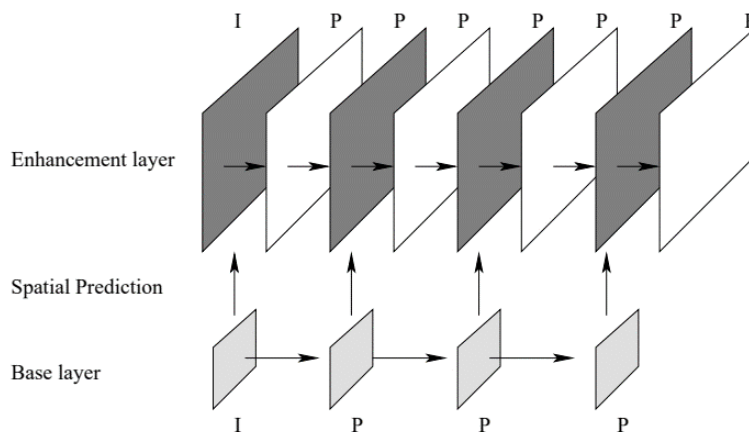
### 2.5 Скалабилност видео објеката

У погледу скалабилности текста, слика и видеа да би се кодовали, MPEG-4 стандард пружа процедуре за подршку базирану на сложености (complexity-based), просторна, временска и квалитетна скалабилност [68], које се најчешће користе у говору, указују да се MPEG-4 кодек може конфигурирати у мноштво различитих начина кодовања због изванредних компромиса различитих “trade-offs” у смислу остваривања сложености имплементације, просторне и временске резолуције, видео квалитета, и сл. Прецизније, “trade-offs” се може сумирати како следи.

- Базирана на сложености (complexity-based) скалабилност кодера и декодера омогућава кодовање слике или видеа на различитим нивоима сложености алгоритама, где комплексност утиче на квалитет реконструисаног објекта.
- Просторна скалабилност омогућава bitstream-у да се декодује у подскупове, тако да ће просторна резолуција објекта бити додатно побољшана након декодовања сваког следећег подскупа. Највише три специфична нивоа скалабилности су подржана за видео објекат и 11 различитих нивоа за фотографије, као и за текст.
- Филозофија временске скалабилности је слична оној просторне скалабилности, осим што је видео приказан на смањеној временској резолуцији, уместо да смањује просторну резолуцију, на пример, на нижим брзинама фрејма (frame-rate).
- Квалитет-мотивисана (Quality-motivated) скалабилност подразумева да битстрим може бити подељен у неколико слојева, који одговарају различитим протоцима (битрате). Када се слојеви декодују, квалитет се одређује на основу броја слојева који су коришћени.

Важна разматрања за шеме видео кодовања које ће се користити у будућим бежичним мрежама су: остварљива ефикасност компресије, достижна робусност против губитка пакета, способност да се прилагоде различитим ширинама опсега (bandwidth), различите количине меморије и рачунарске снаге за различите мобилне клијенте, итд.

Пример у вези са два слоја скалабилног кодовања је приказан на слици 2.18. Проширени слој је кодован са мотион-компенсатед хибридном кодеком, где је DCT замењена решеткастим вектором квантизације од компензације покрета расутих грешака (Motion Compensated Error Residual - MCER).



Слика 2.18. Пример могуће конфигурације просторно-временске резолуције пирамиде скалабилног видео кодека. Један основни слој који се ослања на интра-фреме и три интерполирана интер-кодована фрејма су приказана, допуњена са проширеним слојем имају два пута просторну и временску резолуцију. Хоризонталне и вертикалне стрелице означавају временска и просторна предвиђања, респективно.

Овакав приступ доводи до тога да је ефикасност кодовања постигнута шемом слојевитог кодовања, која се може упоредити са оном од једнослојних (single-layer) кодека [48]. Способности да се декодује побољшани слој зависи од пријема основног слоја и нижих побољшаних слојева, очекује се да ефикасан пренос програма обезбеди да се ови слојеви преносе тако да се губитак пакета одржи што мањим ако је могуће чак и за високе укупне стопе губитка пакета. Поред способности да се прилагоди различитим клијентима, такође може да обезбеди довољно елегантну деградацију квалитета видео записа у случају губитка пакета у овом сценарију.

Као што је поменуто раније, MPEG-4 нуди и просторне и временске скалабилности на нивоу објекта [24, 68]. У оба сценарија ове технике се користе ради стварања базног слоја (*base layer*), који представља најнижи квалитет који је подржан од стране битстрим-а, и један или више побољшаних слојева (*enhancement layers*). Ови слојеви могу бити направљени у једном кораку кодовања. Скалирање може да се реализује на два различита начина. Када постоје позната ограничења пропусног опсега, различити протоци (different-rate) верзија битстрим-а које могу да се користе укључују само основни слој, односно основни слој плус побољшани слојеви мањег реда. Алтернативно, сви слојеви могу бити пренети и одлука скалирања може бити остављена за “отворен рез” (дискусион) декодера. Ако уређај за приказивање на страни пријемника има ниску резолуцију, или ако су на располагању рачунски ресурси који су недовољни, побољшани слојеви могу бити игнорисани.

Слика 2.19 приказује концепт како кодер експлоатише просторну скалабилност, у овом случају само на два нивоа. Улаз VOP је конвертован на доле (down-converted) у мању резолуцију, што је резултирало у основном слоју. Овај слој је кодован, а затим декодер реконструише базни слој VOP, јер ће се појавити на екрану декодера. Тај VOP се онда конвертује на горе (up-converted) у исту резолуцију као и улаз, и операција одузимања ствара разлику у односу на оригиналну слику. Они су посебно кодовани у

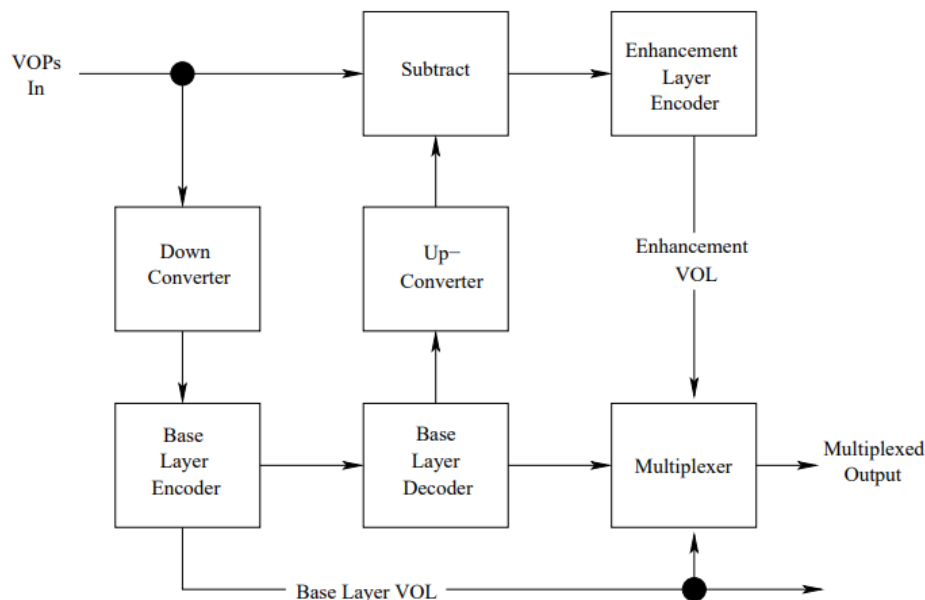
побољшаном слоју кодера (enhancement-layer). Имајте на уму да сваки ток кодованих VOP формира VOL. Базни слој VOL користи и интра и интер-фраме кодовање, али проширени слој користи само предиктивно кодовање. Основни слој VOP се користи као референца, као што је приказано на слици 2.18.

## 2.6 Мерење квалитета видеа

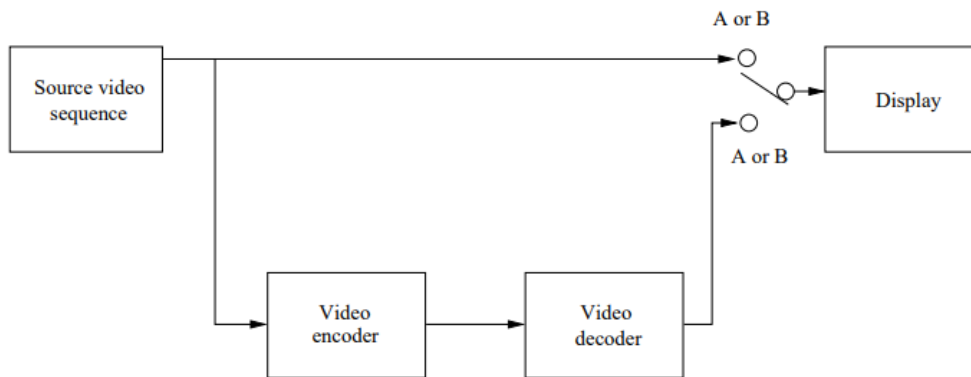
У овом делу, циљ мерења квалитета видео записа коришћеног током нашег истраживања различитих бежичних видео примопредајника је дефинисан. Квантификовање квалитета видео снимка је изазован задатак, јер бројни фактори могу да утичу на резултате. Квалитет видеа је сам по себи субјективан и наша људска перцепција је под утицајем многих фактора.

### 2.6.1 Субјективна процена видео квалитета

Неколико тест процедура дизајнираних за субјективну оцену квалитета видео сигнала је дефинисано у ITU-R Препоруке BT.500-11 [69]. Најчешће коришћена процедура наведена у стандарду је тзв. метода Двоструко стимулисана скала континуираног квалитета (Double Stimulus Continuous Quality Scale - DSCQS), у којој је процењивач представљен са пар слика или кратких видео секвенци А и Б, једном за другом, и он додељује оцену квалитета и А и Б на континуираној скали која има пет интервала од “одличан” до “лош”. У типичном тесту, процењивач је приказан као низ парова секвенци и тражи се да оцени сваки пар. У фрејму сваког пара секвенци, један низ је неоштећена “референтна” секвенца, а друга је иста секвенца модификована системом или процес који се тестира. Слика 2.20 приказује експериментално подешавање за тестирање видео кодека, где се оригинална секвенца упоређује са истом секвенцом након кодовања и декодовања. Осим тога, редослед по коме су секвенце “А” и “Б” представљене је случајан. Процена субјективних мерења, као што је DSCQS мерење, је дуготрајно и скупо. Дакле, осмислити мерења квалитета видеа које је у стању да поуздано предвиди субјективни квалитет је пожељно.



Слика 2.19. Просторно скалабилан кодер за један побољшани слој (enhancement layer).



Слика 2.20: Тестирање система DSCQS

### 2.6.2 Објективни квалитет видеа

Дизајнери и програмери видео компресије и система за обраду ослањају се на објективна мерења квалитета. Најчешће коришћено мерење је однос сигнал-шум Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR). PSNR се мери на логаритамској скали и зависи од нормализоване средње квадратне грешке Mean Squared Error (MSE) између оригиналне и реконструисане, као и потенцијално канално оштећене слике или видео фрејма, у односу на  $(2^n - 1)^2$ , односно нормализована квадратом највише могуће вредности пиксела у слици, где је  $n$  број битова по узорку слика:

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{(2^n - 1)^2}{MSE}$$

PSNR се може лако израчунати. Међутим, његова процена захтева несметану доступност оригиналне слике или видео сигнала за поређење, које могу бити недоступне.

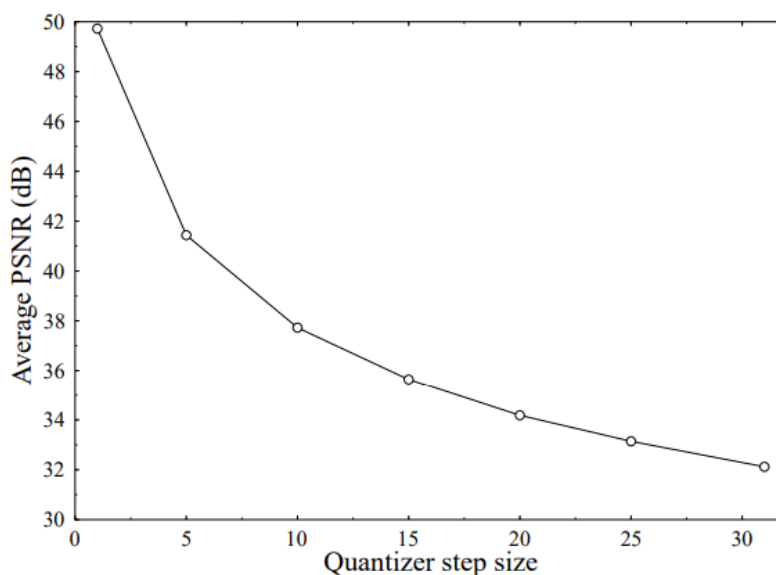
На жалост PSNR не представља увек поуздану меру квалитета слике. На пример, ако се примљена слика помери за по један пиксел у односу на оригиналну слику, људско око ће тешко приметити разлику, док би PSNR објективно мерење указало на значајније деградације у квалитету.

Ипак, захваљујући својој конкретности, у овој књизи се PSNR користи као доминантно мерење квалитета слике.

## 2.7 Утицај параметара кодовања

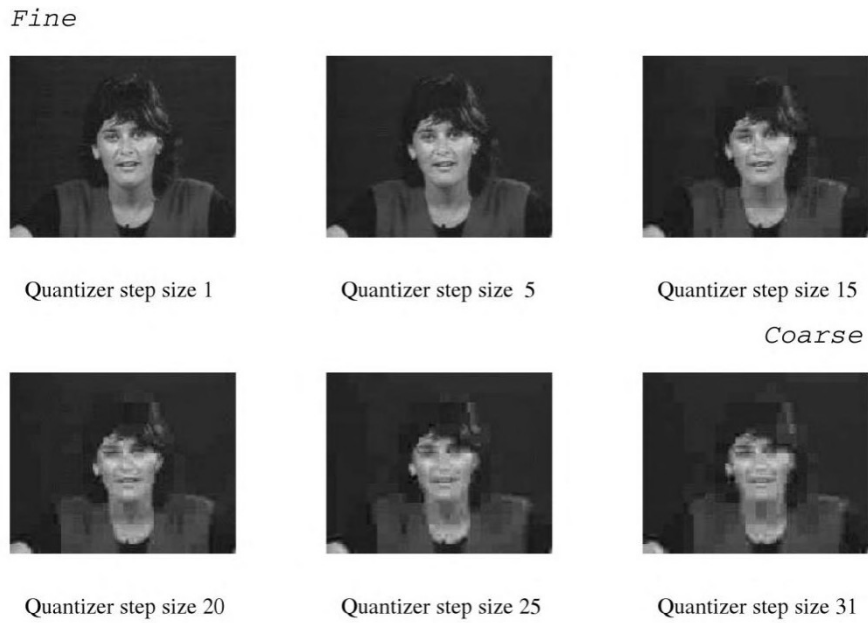
У претходним одељцима описани су процеси MPEG-4 кодовања и декодовања уз помоћ блок дијаграма приказаних на сликама 2.14 и 2.15. У видео компресији, неки од параметара кодовања који се виде у контексту слика 2.14 и 2.15 могу директно утицати на реконструисани квалитет видео снимка. Стога, у овом одељку ћемо укратко показати како ови параметри могу утицати на кодован/декодован видео квалитет.

MPEG-4 изворни код коришћен у симулацијама је измењена верзија софтвера Mobile Multimedia Systems (MoMuSys) Pan-European project. Симулације су обављена ради карактеризације остваривих перформанси MPEG-4 кодека. Већина симулација користи популарне “Акио”, “Miss America”, “Сузи” или “Фореман” 144x176 пиксела резолуцију QCIF видео секвенце у фрејму преноса стопе скенирања од 10 или 30 frames/s. Поред тога, дужина видео секвенце које се користе у симулацијама је 100 фрејмова за фотографије и, осим првог кадра, не користи се интра-фрејме кодована исправка, осим ако није другачије назначено. Резултати су приказани у графичком облику на сликама 2.25 до 2.29.

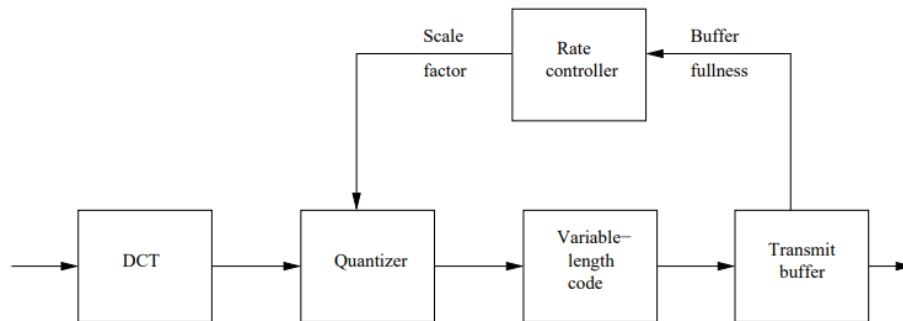


Слика 2.21. MPEG-4 просечан видео квалитет (PSNR) наспрам квантизера величине корака од 1 до 31, користећи 144x176 пиксела QCIF “Мис Америке” секвенце.

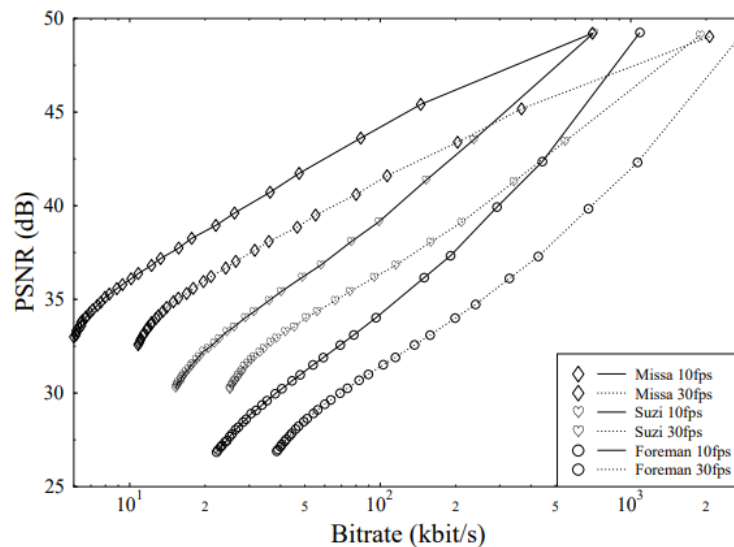
Почећемо демонстрирајући ефекат индекса квантизера коришћених у MPEG-4 кодеру. У видео компресији, операција квантизације се обично конституисала “квантизер напред” у кодеру и “инверзни квантизер” у декодеру.



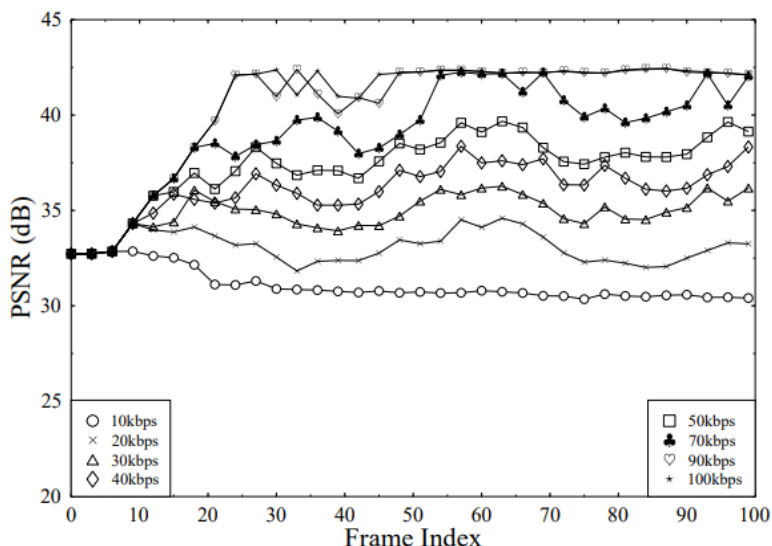
Слика 2.22. Утицај величине корака квантизације на MPEG-4 кодер у другом фрејму 144x176-пиксела QCIF “Мис Америке” секвенце.



Слика 2.23: Контрола брзине у MPEG-4.

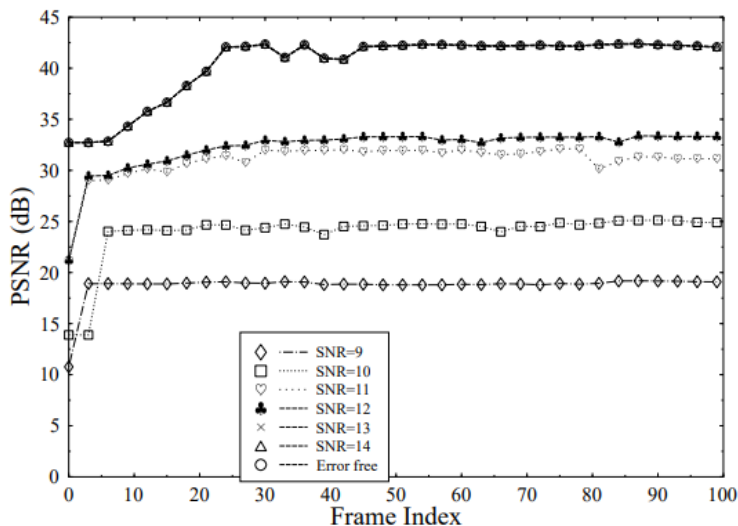


Слика 2.24. Квалитет слике (PSNR) наспрам перформанси битских брзина кодовања MPEG-4 за разне QCIF резолуцији видео секвенци скенираних са 10 и 30 frame/s



Слика 2.25. MPEG-4 видео квалитет (PSNR) у односу на перформансе индекса фрејма за битске брзине у распону од 10 до 100 kbit/s, коришћењем 144x176-пиксела QCIF “Акиџо” секвенце.

Критичан параметар је величина корака квантизера. Ако је величина корака велика, обично се генерише високо компримовани битстрим. Међутим, реконструисане вредности обезбеђују грубу апроксимацију оригиналног сигнала. Ако је величина корака мала, реконструисане вредности одговарају оригиналном сигналу много ближе по цени смањења ефикасности компресије. Утицај различитих величина корака квантизера показан је на слици 2.21 у смислу видео PSNR, а у вези субјективног квалитета видеа приказан је на слици 2.22.

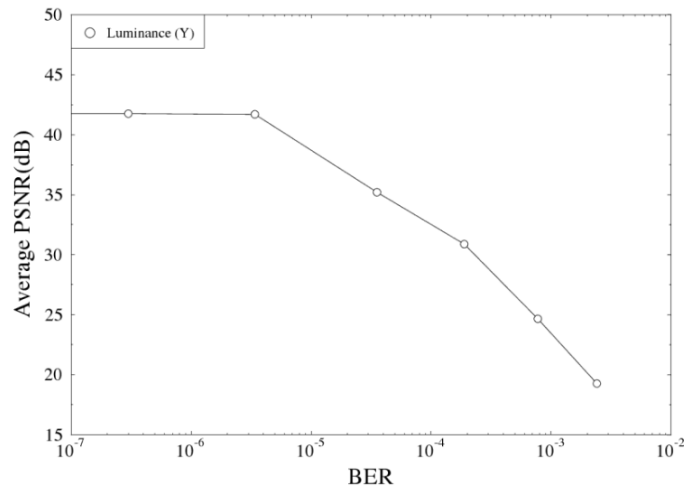


Слика 2.26: Декодирани квалитет видеа (PSNR) у односу фрејм индекс при слању преко AWGN канала помоћу BPSK модема. Ови резултати су забележени на видео секвенци “Акиџо” у резолуцији од 144x176 пиксела и 100 kbit/s битске брзине видеа. Декодирани видео фрејм је приказан на слици 1.28.

Размотримо сада ефекат различитих битских брзина, иако су ефекти битске брзине видеа и величине корака квантизера тесно повезани. У циљу постизања одређеног циља битске брзине, кодовани видео фрејм бафер се користи за подешавање величине корака квантизера. Више експлицитно, кодер производи ток (стрим) променљивих брзина и бафер може бити испражњен близу-константне брзине преноса. Ако кодер производи битове са ниском брзином, бафер може да остане празан. Насупрот томе, ако је брзина



кодовања превисока, бафер може да прелива и подаци могу бити неповратно изгубљени. Ради избегавања ова два проблема, обично се ради мерење пуноће бафера према брзини контролера, који реагује на одговарајући начин подешава величину корака квантизације DCT коефицијената за видео блокове који још увек нису кодовани. Слика 2.23 приказује механизам контроле битске брзине основних MPEG-4 кодера. Акција контролера брзине окарактерисана је на сликама 2.24 и 2.25. Тачније, слика 2.24 карактерише просечан PSNR у односу на битрате-перформансе, док слика 2.25 показује PSNR у односу на индекс видео фрејмова. Опсег битске брзине који се користио у овим симулацијама био је између 10 kbit/s и 1 Mbit/s.



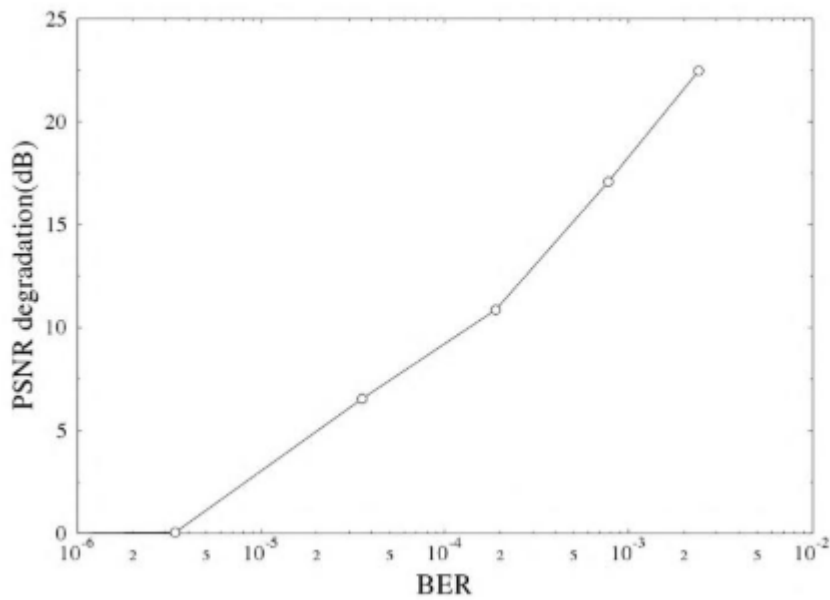
Слика 2.27. Просечан квалитет видео (PSNR) наспрам BER за пренос преко AWGN канала користећи BPSK модулацију и 144x176-пиксела QCIF “Акиво” секвенце.

Као што се очекивало, то се може видети из графикона, како се повећава квалитет видео записа повећањем битског протока видео. Слика 2.25 црта PSNR наспрам перформанси индекса фрејма “Акиво” секвенце скениране при брзини видео фрејма од 10 кадра/с у опсегу брзина од 10 до 100 kbit/s.

До сада, експерименти су обављени у окружењу без грешака (error-free) за разне параметре кодовања. Следећи експерименти су спроведени емитујући MPEG-4 битстрим преко канала са додатим белим Гаусовим шумом (Additive White Gaussian Noise - AWGN) помоћу једноставног Binary Phase Shift Keying (BPSK) модема. Треба имати на уму да систем који се користи у овом експерименту не користи канално кодовање. Слика 2.26 приказује PSNR видео перформансе у односу на индекс фрејма за пренос преко AWGN канала за канал односа сигнал-шум (SNR) опсега од 9 до 14 dB. Графикон 2.27 приказује просечни осветљај (Y) PSNR наспрам Бит Ерор Ратио (BER). Посматрајући слике 2.26 и 2.27 као што се очекује, квалитет декодованих слика се повећава као и SNR канала. При ниским каналним SNR, канал уноси високи BER, стога декодоване секвенце видео фрејмова ће бити веома деградирани. Ово је приказано на слици 2.28. Преглед перформанси кодека из другачије перспективе на слици 2.29 приказује просечну PSNR деградацију у односу на BER.



Слика 2.28. деградација слике услед оштећења MPEG-4 битстрим-а преко AWGN канала користећи BPSK модем у фрејму 144x176-пиксела QCIF “Акиџо” секвенце. BER у фрејму овог фрејма при SNR били су између  $10^{-7}$  и  $10^{-3}$ , док се PSNR кретао од 41,74 dB до 19,27 dB.



Слика 2.29. Деградација квалитета декодованог видео записа у смислу PSNR у односу на BER за пренос преко AWGN канала користећи BPSK модулацију због оштећења MPEG-4 битстрим-а током преноса. Резултати су снимљени за QCIF резолуцију “Акиџо” видео секвенци.

### 3. Компаративна студија MPEG-4 и H.264 кодека

У овом поглављу је урађена компаративна студија између MPEG-4 и H.264 кодека и кратко ћемо образложити улогу Међународне организације за стандардизацију (International Organization for Standardization - ISO), Moving Picture Experts Group (MPEG) и Међународне уније за телекомуникације (International Telecommunications Union - ITU) Video Coding Experts Group (VCEG) у развоју ових стандарда. Стварање, одржавање и ажурирање ISO/IEC 14496 (MPEG-4) стандарда је одговорност за MPEG под покровитељством ISO. H.264 препорука (позната и као MPEG-4 Part 10, “Advanced Video Coding”, и раније позната као H.261 ), настала је као заједнички напор MPEG и VCEG, друге студијске групе ITU.

Пре ових активности, MPEG је развио веома успешне MPEG-1 и MPEG-2 стандарде за кодовање видео и аудио, који се сада широко користе за пренос и складиштење дигиталних видео записа, као и MPEG-4, MPEG-7, и MPEG-2L стандарди. Насупрот томе, VCEG је одговоран за први у широкој употреби видеотелефонски стандард (H.261) и његове наследнике, H.263, H.263+ и H.263++ као и шеме за рани развој H.264 кодека. Две групе су ради сарадње успоставиле заједнички видео тим (Joint Video Team - JVT) у циљу финализације H.264 и предлога за стварање међународног стандарда (H.264/MPEG-4 Part 10) објављеног од ISO/Међународне електротехничке комисије (International Electrotechnical Commission - IEC) и Међународне уније за телекомуникације и Сектора за стандардизацију телекомуникација (International Telecommunications Union-Telecommunications Standardization Sector ITU-T).

#### 3.1 Пројекат ITU-T H.264

H.264 стандард је резултат заједничког истраживања ITU-TVCEG и ISO/IEC MPEG стандардизационог одбора. H.264 кодек нуди знатно побољшану ефикасност кодовања за исти квалитет видео записа као и MPEG-4 или H.263 шеме. Главни циљ овог најновијег ITU-T H.264 стандардизационог напора било је побољшање оствариве компресије, уз обезбеђивање “Network-friendly” пакет-базираног представљања видео адресирања у реалном времену, “конверзацијски” видеотелефонија и “не-конверзацијски” на пример складиштење, емитовање или стримовање апликацијског типа [24].

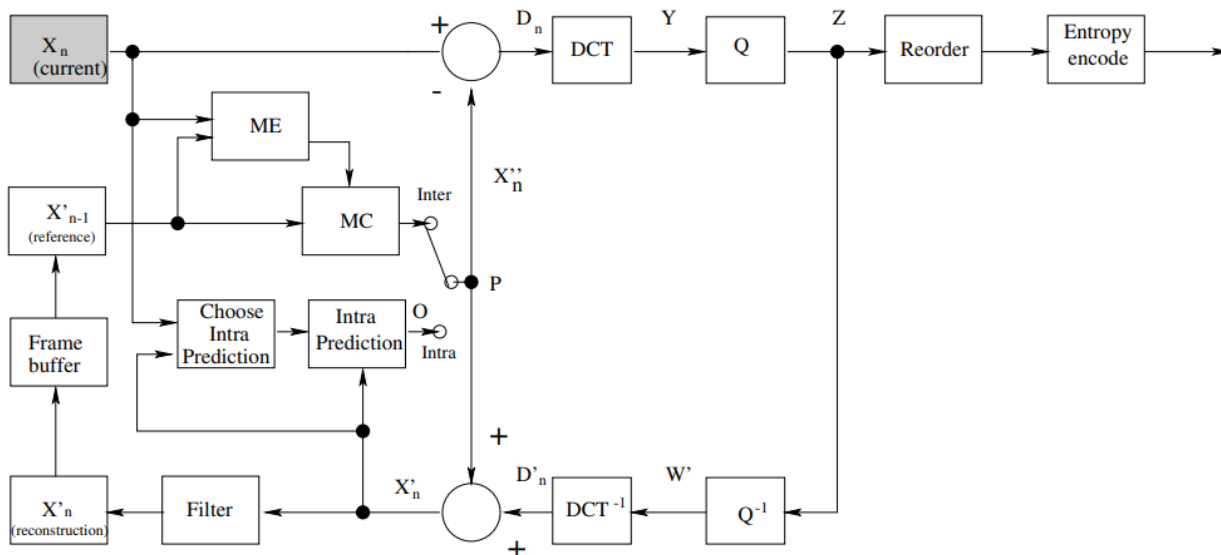
Један од основних концепата H.264 је раздвајање дизајна у два различита слоја, односно слој видео кодовања и слој адаптације мреже. Слој видео кодовања је одговоран за ефикасно заступање видео садржаја, док је слој адаптације мреже одговоран за паковање кодованих података на одговарајући начин за пренос преко мреже [70]. У овом поглављу ћемо фокусирати нашу пажњу углавном на слој видео кодовања.

#### 3.2 H.264 технике видео кодовања

Технике кодовање које користи H.264 кодек сличне су шемама које су успешно коришћене у ранијим видео кодним стандардима. Дакле, исти су основни функционални елементи као што су предвиђање, трансформација, квантизација, и фазе ентропијског кодовања претходних стандарда као што су MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4, H.261 [29], и

H.263 [28] кодеци лако се могу идентификовати. Шта више, постоје неке важне промене у свим функционалним елементима H.264 шеме.

Шематски приказ H.264 кодера је приказан на слици 2.1. Кодер се састоји од две путање тока података путања “напред” оријентисана је са лева на десно и путања “реконструкција” се развија са десна на лево. H.264 одговарајући декодер приказан је на слици 2.2, који опонаша структуру локалног декодера H.264 кодера.



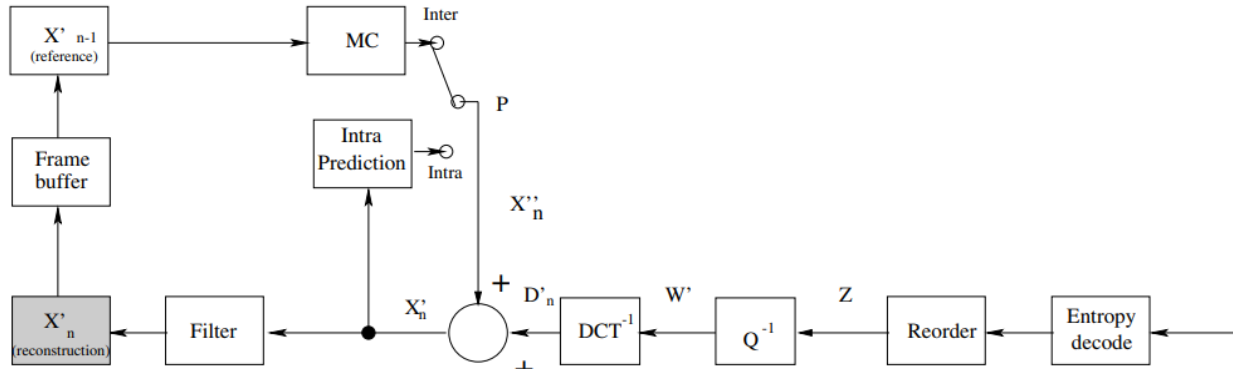
Слика 3.1: Шема H.264 кодера.

### 3.2.1 H.264 кодер

Улазни фрејм  $X_n$ , предвиђен за кодовање представљен је на слици 3.1. Фрејм се прерађује у макроблок јединицу (MB) која одговара величини од  $16 \times 16$  пиксела у оригиналној слици. Као и у претходним стандардима, сваки MB је кодован у оба мода и у интра или интер-фраме моду кодовања. У сваком случају, предвиђен MB P је формиран на основу реконструисаног фрејма. У интра-фраме моду, O је формиран од узорака у текућем фрејму, односно фрејм  $n$  који је претходно кодован, декодован и реконструисан, што је резултовало у реконструисани фрејм  $X'_n$  (слика 3.1). Насупрот томе, у интер-фраме моду кодовања, P је формиран од стране motion-compensation-aided предвиђања из једног или више референтних фрејмова. На слици 3.1, референтни фрејм је приказан као претходно кодовани фрејм  $X'_{n-1}$ . Треба имати у виду да предвиђање сваког MB може бити формирано од једног или највише пет прошлих или будућих фрејмова који су већ били кодовани, реконструисани, и чувани у баферу реконструисаних фрејмова.

Као што се види са слике 3.1, предвиђени MB P је одузет од тренутног MB за производњу Motion Compensated Error Residual (MCER) или разлику MB  $D_n$ , који је затим дискретно косинусно трансформисан и квантизован да би се произвео низ квантизованих коефицијената трансформације (Tcoeff) Z. Ови Tcoeff су поново распоређени користећи цик-цак скенирање [22] и ентропијско кодовање. Ентропијски кодовани дискретне косинусне трансформације (DCT) коефицијенти, заједно са пратећим информацијама као што су MB мод предвиђања, величина корака квантизера, информације покрета вектора потребни су за декодовање MB форме компресованог битстрим-а. Након надовезивања контролног заглавља кодоване информације се затим преносе преко канала у компресованом битстрим формату.

У реконструкцији пута, квантовани МВ коефицијенти  $\mathbf{Z}$  су декодовани како би се реконструисао фрејм, који се тада користи за кодовање даљих МВ. Коефицијенти  $\mathbf{Z}$  су инверзно квантовани у блоку  $Q^{-1}$  (слика 3.2) и инверзно трансформисани у блоку  $T^{-1}$  за производњу реконструисаног MCER MV  $D'_n$ . Треба имати на уму да ово није идентично оригиналној разлици МВ  $D_n$ . Процес квантизације уводи зрнасте ефекте и стога је  $D'_n$  приближна реплика  $D_n$ . Предвиђени МВ  $\mathbf{P}$  је онда додат у  $D'_n$  за стварање приближне реплике оригиналног МВ, односно реконструисани МВ  $X'_n$ . Коначно, примењује се филтер за изглађивање да би се смањио ефекат “коцкања” и реконструисани референтни фрејм је направљен од низа МВ  $X'_n$ , у зависности од тога колико је претходних МВ било укључено у креирање MCER.



Слика 3.2: Шема H.264 декодера

### 3.2.2 H.264 декодер

Декодер прима компресовани битстрим из канала. Битстреамови су ентропијски декодовани и на одговарајући начин сложени зарад производње сета DCT коефицијената  $\mathbf{Z}$ . Они су онда инверзно квантовани и инверзно трансформисани ради производње декодованих MCER  $D'_n$ . У одсуству гршака преноса ова количина је идентична  $D'_n$  генерисаним од кодера на слици 3.1. У декодеру, прва група информација која је декодована је информација заглавља примљеног битстрим-а. Декодер онда ствара предвиђени МВ  $\mathbf{P}$  који је поново, у недостатку грешке преноса, идентичан оригиналном предвиђеном фрејму  $\mathbf{P}$  формираном у кодеру. Овај предвиђени фрејм  $\mathbf{P}$  је потом додат у  $D'_n$ , за производњу  $X'_n$ , који је потом изглађен од стране филтера ради стварања декодованог МВ  $X'_n$ .

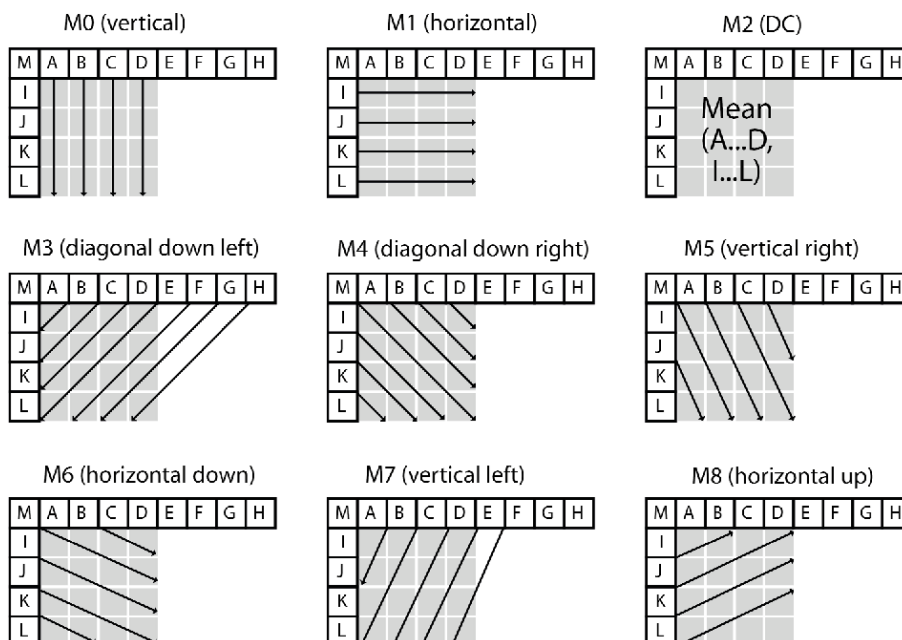
### 3.3 H.264 специфични кодни алгоритам

Пошто смо описали процес кодовања и декодовања H.264 кодера и декодера, у овом делу ћемо испитати неке додатне функције H.264 стандарда. Неки примери нове технике први пут уведени у стандардне кодеке који су конституисани, на пример, просторно предвиђање [37] у интра-фрејм кодовању, компензација покрета коришћењем адаптивне величине блока [36], 4x4 - пиксела цео број DCT [71], Universal Variable Length Coding (UVLC) [72], Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC) [73], и филтер за деблокацију (de-blocking) [66], итд.

### 3.3.1 Интра-фрејм предвиђање

Интра-фрејм кодоване слике су обично кодоване директном применом DCT на различитим MB (MacroBlock) у кадру. Интра-фрејм кодоване слике обично генеришу велики број битова, јер нема уклањања временске редундантности која се користи као део процеса кодовања. У циљу постизања повећања ефикасности интра-фрејм процеса кодовања у контексту H.264 кодека, искоришћена је просторна корелација између суседних MB датог фрејма. Филозофија повезивања се базира на запажању да статистички гледано MB имају тенденцију да имају сличан осветљај и сигнале разлике боја. Зато, као први корак у H.264 процесу кодовања датог MB, може се предвидети MB из околних MB од интра-фрејм кодоване слике, који се MB налазе горе и лево од датог MB, јер су ти MB већ кодовани.

За осветљај одговарајућег MB интра-фрејм предвиђање може се вршити за сваки 4x4 пиксела под-блок или за 16x16 пиксела MB. H.264 кодек нуди укупно осам различитих модова за предвиђање осветљаја 4x4-пиксела блока. Предвиђени блок је израчунат на основу узорака са ознаком A-Q<sup>6</sup> на слици 3.3, где су узорци A-Q на ивици суседних под-блокова. Конкретно, можемо посматрати на слици 3.3 да су узорци A-H на врху и узорци I-J су лево од “текућих” MB који су претходно били кодовани и реконструисани. Процес интра-фрејм предвиђања је приказан у Табели 3.1 и на слици 3.3. Стрелице на слици 3.3 показују правац предвиђања у сваком моду.



Слика 3.3: 4x4-пиксела интра-фрејм модови предвиђања.

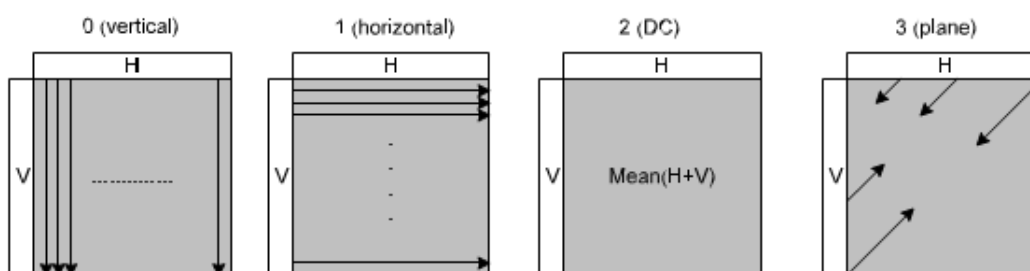
Табела 3.1: 4x4-пиксела под блок интра-фрејм модови предвиђања

Модови	Опис
Мод 0 (Вертикални)	Пиксели А, В, С, D се користе за вертикално предвиђање.
Мод 1 (Хоризонтални)	Леви пиксели I, J, K, L се користе за хоризонтално предвиђање.

<sup>6</sup> Треба знати да свако слово од А до Q на слици 3.3 представља један пиксел у MB, где су А до Н хоризонтални суседни пиксели на врху тренутног MB. Осим тога, I до P су вертикални суседни пиксели који су са лево од тренутног MB, док Q припада доњем десном пикселу другог MB, а налази се у горњем левом углу актуелног MB.

Мод 2 (DC)	Сви пиксели су предвиђени средином А—D анд I—L.
Мод 3 (Дијагонално доле-лево)	Пиксели су дијагонално предвиђени под углом од 45 ° између доњег левог и горњег десног угла блока.
Мод 4 (Дијагонално доле-десно)	Пиксели су под углом од 45 ° на доле са оријентацијом са лева на десно.
Мод 5 (Вертикално са лева на десно)	Предвиђање под углом од 22,5 ° у односу на вертикалну осу са лева на десно.
Мод 6 (Хоризонтално доле)	Предвиђање под углом од 22,5 ° хоризонтално са лева на десно.
Мод 7 (Вертикално са десна на лево)	Предвиђање под углом од 22,5 ° у односу на лево од вертикале.
Мод 8 (Хоризонтално горе)	Екстраполација под углом од 22,5 ° хоризонтално изнад.

За регионе слике које приказују мање просторних детаља, H.264 такође подржава интра-фрејм кодовање на основу 16x16-пиксела блокова. Као алтернатива 4x4-пиксела интра-фрејм режима предвиђања је горе описано, цела 16x16-пиксела компонента осветљаја МВ може се предвидети у једном од четири могућа мода предвиђања, као што је приказано у табели 3.2 и на слици 3.4.



Слика 3.4: 16x16-пиксела интра-фрејм модови предвиђања.

Табела 3.2: 16x16-пиксела интра-фрејм модови предвиђања

Модови	Објашњење
Mode 0 (Vertical)	Предвиђање из горњих пиксела (H).
Mode 1 (Horizontal)	Предвиђање од пиксела са леве стране (V).
Mode 2 (DC)	Сви пиксели предвиђени на основу средње вредности левих и горњих узорака.
Mode 3 (Plane)	Линеарно коса “раван” функција је смештена на горе и леву страну пиксела H и V. Овај мод предвиђања се врши у области глатко различите осветљености.

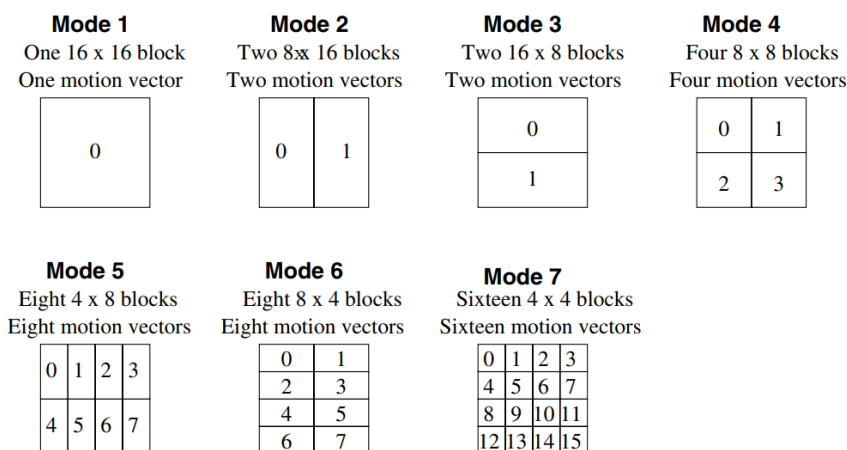
Коначно, начин предвиђања сваког блока се кодује тако што ћете доделити краћи мод предвиђања сигнализационих симбола на више вероватних модова, где је вероватноћа сваког мода одређена на основу начина за кодовање околних блокова.

### 3.3.2 Интер-фрејм предвиђање

У интер-фрејм кодовању процена покрета и компензација коришћена је ради искоришћавања временских вишкова који постоје између узастопних фрејма, тако да пружа ефикасније кодовање видео секвенци. Режим за процену покрета H.264 кодека подржава већину функција које се налазе у ранијим видео стандардима, али његова ефикасност је додатно побољшана. Следећи одељци описују у детаље четири главна мода процене покрета који се користе у H.264, а то су (1) коришћење разних облика и величина блокова, (2) употреба високе прецизности под-пиксела вектора покрета, (3) коришћење више референтних фрејмова, и (4) коришћење де-блоцкинг (деблокација) филтера или филтере за изглађивање (углађивање) у петљи за предвиђање.

### 3.3.2.1 Величине блокова

Компензација покрета сваког од 16x16 пиксела МВ може да се врши помоћу неколико различитих блокова или под-блок величина и облика. Ово је приказано на слици 3.5.



Слика 3.5: Различити интер-фрејм модови предвиђања који су укључени за поделу MV у под-блокове ради побољшања тачности процене покрета у H.264.

Као што је приказано на слици, седам различитих величина блокова су подржани у H.264, односно 16x16, 8x16, 16x8, 8x8, 4x8, 8x4 и 4x4-пиксела блокови [70]. Појединачни вектори покрета могу се преносити за мале блокове као 4x4, па до укупно 16 вектора покрета који могу да се пренесу за један МВ. Предност коју имају мањи блокови компензације покрета је та да имају потенцијал за побољшање квалитета предвиђања. Конкретно, коришћење малих блокова омогућава да рукујете моделом финих детаља кретања и самим тим обично резултира побољшаним субјективним квалитетом видео записа, јер спречава појаву “коцкања”. Табела 2.3 приказује резултате осветљаја PSNR различитих начина компензације покрета за претрагу. Експерименти су спроведени на три различите QCIF резолуције видео секвенце, односно за “Фореман”, “Сузи” и “Мис Америке” секвенце. Компензација покрета користи мали блок 4x4-пиксела који даје бољи квалитет слике у смислу PSNR, него већи блокови од 16x16-пиксела.

### 3.3.2.2 Прецизност процене покрета

Способност алгоритма предвиђања компензације покрета који се користе у H.264 кодеку може се додатно побољшати дозвољавајући вектору покрета да се одреди са већом просторном тачношћу у односу на постојеће хибридне стандарде за кодовање. Прецизност од четвртине пиксела компензације покрета је тренутно највећа тачност облика компензације покрета у H.264, за разлику од претходног стандарда базираних првенствено на тачности од пола пиксела, тачност од четвртине пиксела доступна је само у најновијој верзији MPEG-4, док је тачност од осмине пиксела усвојена као функцију која ће вероватно бити корисна за повећану ефикасност кодовања на високим битским брзинама и високим видео резолуцијама.



Табела 3.3: Резултати PSNR осветљаја за различите модове претраге компензације покрета

Y-PSNR (dB)

Величина блока	“Foreman”	“Suzi”	“Miss America”
16 x 16	35.39	37,12	40.01
16 x 8	35.55	37.20	40.14
8 x 16	35.59	37.22	40.22
8 x 8	35.85	37.34	40.35
8 x 4	35.98	37.41	40.42
4 x 8	36.00	37.43	40.44
4 x 4	36.01	37.45	40.45

### 3.3.2.3 Избор више референтних фрејмова за компензацију покрета

H.264 стандард такође нуди напредне опције које имају више референтних фрејмова у интер-фрејм кодовању слике. До пет различитих референтних фрејмова може да буде изабрано, што доводи до побољшаног субјективног квалитета видео записа и ефикаснијег кодовања видео фрејма који се разматра. Штавише, коришћењем вишеструких референтних фрејмова може да се помогне у производњи H.264 кодованог битстрим-а више отпорнијег на грешаке. Међутим, од примене тачке гледишта, кашњења услед додатне обраде, повећане сложености имплементације, и већи меморијски захтеви су наметнути и за кодер и за декодер. Табела 3.4 приказује остварљиве PSNR резултате за различите бројеве референтних слика. Као што се може видети у табели 3.4, квалитет видео кодека, који се ослања на већи број референтних фрејмова за компензацију покрета, је повећан.

Табела 3.4: Y-PSNR за различит број фрејмова укључених током компензације покрета

Број референтних фрејмова	Y-PSNR (dB)		
	Foreman	Suzi	Miss America
1	36.06	37.34	40.32
2	36.15	37.42	40.47
3	36.18	37.44	40.48
4	36.23	37.44	40.48
5	36.24	37.44	40.48

### 3.3.2.4 Филтер за деблокацију

H.264 кодек прецизира коришћење деблокације или филтер за изглађивање који ублажава визуелни утицај хоризонталних и вертикалних ивица блока које се могу појавити као последица скраћивање 2D видео фрејма у ободу блока пре него што се позове DCT. Више експлицитно, ову операцију одсецања намеће 2D Gibbs-ова осцилација у фреквенцијском домену. Операција филтрирања је углавном базирана на границама блока 4x4-пиксела, у којима се два пиксела на обе стране границе могу ажурирати

користећи тхрее-тап филтер за равнање (изглађивање). Правила примене филтера за деблокацију су компликована и веома сложена. Дакле, значајни истраживачки напори су посвећени смањењу сложености филтера за деблокацију, за који се очекује да ће се сложеност додатно преполовити до финализације H.264 стандарда.

### 3.3.3 Целобројна трансформација

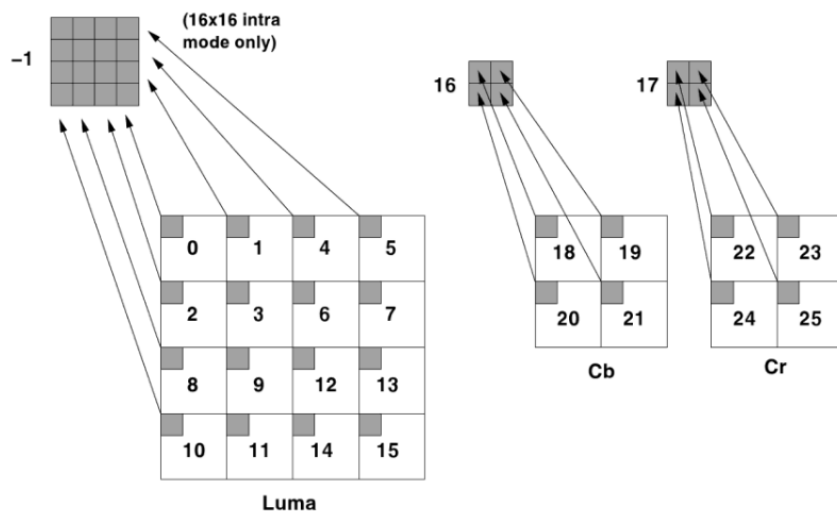
Након процеса предвиђања, сваки Motion Compensated Error Residual (MCER) MB је трансформисан, квантован и ентропијски кодован. Ранији стандарди као што су MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4 и H.263 користили су добро познату 8x8 пиксела DCT [14, 74], као своју основну трансформацију. H.26L кодек је јединствен по томе што користи чисте целобројне вредности просторне трансформације, што је апроксимација DCT. Процес трансформације се ради на блоковима 4x4-пиксела MCER података. H.264 кодек користи три различите трансформације, у зависности од типа MCER података је објашњено у следећем

- 1) Трансформација 4x4-пиксела DC коефицијената осветљаја у интра-фрејм MB. Редослед корака трансформације унутар MB H.264 кодека приказан је на слици 2.6. Нумеричке вредности приказане на слици представљају редослед кодовања за сваки блок у MB. Више експлицитно, ако је MB кодован у 16x6-пиксела интра-фрејм моду кодовања, блок означен као “-1” на слици 3.6 се први трансформише. Овај блок садржи DC коефицијент сваког 4x4 блока осветљаја (лума) иначе познатог и као Y блок. Онда преостали лума блокови означени са 0-15 се трансформишу са својим DC коефицијентима постављеним на нулу у 16x16-пиксела интра-фрејм кодоване MB.
- 2) Трансформација низа од 2x2 DC коефицијената хrome (боје). Блокови 16 и 17 се састоје од низа 2x2 DC коефицијента који представљају  $C_b$  и  $C_r$  компоненте боје, односно као што се види на слици 3.6.
- 3) Трансформација свих осталих 4x4 блокова (и лума и хрома) у резидуалне податаке. Коначно, преостали хрома блокови 18-25 имају нула DC коефицијенте кад се трансформишу.

Блок величине 4x4 помаже у смањењу “коцкања” и “звоњења” артефаката, док коришћење операције целобројне вредности елиминише неусклађеност између кодера и декодера у инверзној трансформацији. 4x4-пиксела целобројна трансформација заснива се на DCT, и ако постоје неке основне разлике описане су као што следи

1. То је трансформација целообројне вредности, где се све операције врше помоћу аритметике целообројне вредности, што резултира без губитка тачности.
2. Инверзна трансформација је у потпуности наведена у стандарду H.264 и под условом да ова спецификација следи, онда се не јавља неслагање између кодера и декодера.

Читав процес целообројних трансформација и квантизација може се вршити коришћењем 16-бит аритметике целообројне вредности и потребно је само једно множење по коефицијенту без губитка тачности.



Слика 3.6: Редослед скенирања блокова у фрејму резидуалног (заосталог) MB.

### 3.3.3.1 Развој 4x4-пиксела целобројне DCT

DCT је развијена од стране Ахмед-а и Рао-а 1974 године [75]. Постоје четири незнатно различите верзије DCT [54] и једна која се обично користи за видео кодовање назива се DCT типа II, или једноставно као DCT-II. 2D DCT-II од једног  $N \times N$  блока пиксела дата је као

$$F(U, V) = C(u)C(v) \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) \cos\left(\frac{(2x+1)u\pi}{2N}\right) \cos\left(\frac{(2y+1)v\pi}{2N}\right) \quad 3.1$$

где је  $f(x, y)$  вредност пиксела на локацији  $(x, y)$  у блоку,  $F(U, V)$  је одговарајући коефицијент трансформације, при чем имамо  $0 \leq u, v, x, y \leq N-1$  и

$$C(u) = C(v) \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & u, v = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & otherwise \end{cases} \quad 3.2$$

DCT операција једначине 3.1 може се изразити у облику множења матрица као

$$Y = AXA^T \quad 3.3$$

где  $X$  представља оригинални блок слике, а  $Y$  представља резултантне DCT коефицијенте. Елементи матрице  $A$  су дефинисани за  $M \times N$ -пиксела блок слике на следећи начин:

$$A_{mn} = k_n \cos\left[\frac{(2m+1)n\pi}{2N}\right], \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad 3.4$$

где је

$$k_n = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & n = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad 3.5$$

На пример, за величину блока слике од 4x4 пиксела формула 3.4 постаје

$$A_{mn} = k_n \cos\left[\frac{(2m+1)n\pi}{8}\right], \quad m = 0, 1, 2, 3, \quad n = 0, 1, 2, 3 \quad 3.6$$

одакле имамо

$$k_n = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & n = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & n = 1, 2, 3 \end{cases} \quad 3.7$$

Сада ћемо описати DCT на 4x4-пиксела низу X. Из једначине 3.3 добијамо

$$Y = AXA^T$$

$$= \begin{bmatrix} a & a & a & a \\ b & c & -c & -b \\ a & -a & -a & a \\ c & -b & b & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b & a & c \\ a & c & -a & -b \\ a & -c & -a & b \\ a & -b & a & -c \end{bmatrix} \quad 3.8$$

према формули 3.6 добијамо

$$a = \frac{1}{2}$$

$$b = \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)$$

$$c = \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)$$

Може се лако показати да се множење матрица у једначини 3.8 може факторизовати [70] према следећој еквивалентној формули:

$$Y = (CXC^T) \otimes E$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & d & -d & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ d & -1 & 1 & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & d \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -d & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -d \end{bmatrix} \quad 3.9$$

$$\otimes \begin{bmatrix} a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \\ a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \end{bmatrix}$$

где је  $CXC^T$  “језгро” 2D трансформације у целобројну трансформацију. Такође  $E$  је матрица фактора скалирања и симбол  $\otimes$  означава да је сваки елемент  $(CXC^T)$  помножен одговарајућим фактором скалирања који се појављују у истој позицији у матрици  $E$ , који је скаларног множења, а не множење матрица. Константе  $a$  и  $b$  су исте као и пре, док је  $d = c/b \approx 0,414$ .

Ради поједностављења имплементације трансформације,  $d$  је апроксимирано на 0,5. Осим тога, како би се осигурало да трансформација остане ортогонална,  $b$  такође треба да буде модификовано тако да је [70]

$$a = \frac{1}{2}$$

$$b = \sqrt{\frac{2}{5}}$$

$$d = \sqrt{\frac{1}{2}}$$

Други и четврти ред матрице  $C$  и друга и четврта колона матрице  $C^T$  су смањени за фактор 2 и матрица  $E$  у једначини 3.9 је умањен за исти фактор на одговарајућој позицији, ради компензације. За ове корекције, избегава се множења са  $\frac{1}{2}$  у “језгру”  $CXC^T$  трансформације, што би довело до губитка тачности, када се користи целобројни рачун. Коначна трансформација постаје

$$Y = (C_f X C_f^T) \otimes E_f$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & -1 & -2 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ d & -2 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -2 \\ 1 & -1 & -1 & 2 \\ 1 & -2 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad 3.10$$

$$\otimes \begin{bmatrix} a^2 & ab/2 & a^2 & ab/2 \\ ab/2 & b^2/4 & ab/2 & b^2/4 \\ a^2 & ab/2 & a^2 & ab/2 \\ ab/2 & b^2/4 & ab/2 & b^2/4 \end{bmatrix}$$

Ова трансформација представља апроксимацију 4x4 пиксела DCT. Као последица промене фактора  $d$  и  $b$ , излаз нове трансформације неће бити идентичан оној 4x4 DCT. Инверзна трансформација је дефинисана у [76] као

$$X' = C_i^T (Y \otimes E_i) C_1$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1/2 \\ 1 & 1/2 & -1 & -1 \\ 1 & -1/2 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} & y_{02} & y_{03} \\ y_{10} & y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{20} & y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{30} & y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \\ a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \end{bmatrix} \quad 3.11$$

$$\otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1/2 & -1/2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1/2 & -1 & 1 & -1/2 \end{bmatrix}$$

Овог пута, матрица  $Y$  је прескалирана множењем сваког од њених коефицијената од стране одговарајућег фактора пондерисања нађених у одговарајућој позицији матрице  $E_i$ . Фактори  $\pm 1/2$  виђени у матрицама  $C$  и  $C^T$ , који може бити имплементиран са right-shift (десним помаком) без значајног губитка тачности, јер коефицијенти  $Y$  су прескалирани.

### 3.3.3.2 Квантизација

Н.264 кодек користи скаларни DCT коефицијент квантизера. Имплементација квантизера је закомпликована захтевима (1) избегавање поделе и/или аритметичких операција плутајуће тачке и (2) укључивањем пост-и пре-скалирање матрице  $E_f$  и  $E_i$  у једначинама 3.10 и 3.11, као што је описано у одељку 3.3.3.1.

Основна операција DCT коефицијента квантизације је следећа:

$$Z_{ij} = \text{round} \left( \frac{Y_{ij}}{Q_{step}} \right) \quad 3.12$$

где је  $Y_{ij}$  DCT коефицијент генерисан трансформацијом описаном у одељку 3.3.3.1,  $Q_{cmen}$  је величина корака квантизера, а  $Z_{ij}$  је квантизовани DCT коефицијент. Укупно 31 величина корака вредности  $Q_{cmen}$  подржана је од стандарда [76], а оне су индексирани од стране параметра квантизације  $QP$ . Вредности  $Q_{cmen}$  које одговарају свакој  $QP$  приказане су у табели 3.5. Треба знати да  $Q_{cmen}$  удвостручава величину за сваки пораст од 6 у  $QP$ ,  $Q_{cmen}$  се повећава за 12,5% за сваки пораст од 1 у  $QP$ .

Табела 3.5: Величина корака квантизације у Н.264 кодеку

$QP$	0	1	2	3	4	5	6	7	...	10	...	20	...	31
$Q_{step}$	0.625	0.6875	0.8125	0.875	1	1.125	1.25	1.375	...	2	...	6.5	...	22

Пост-скалирани фактори  $a^2$ ,  $ab/2$  или  $b^2/4$  у  $E_f$  су укључени у квантизер у напред. Прво, улазни видео блок  $X$  је трансформисан у блок нескалираних коефицијената

$W=CXC^T$ . Затим, сваки DCT коефицијент  $W_{ij}$ , је квантован и скалиран током једне операције у складу са

$$Z_{ij} = \text{round}\left(W_{ij} \frac{PF}{Q_{step}}\right) \quad 3.13$$

где је  $PF$   $a^2$ ,  $ab/2$  или  $b^2/4$  у зависности од своје позиције (i, j). Операција скалирања ( $PF/Q_{step}$ ) је имплементирана у H.264 референтном моделу софтвера као множење са фактором множења  $MF$  и помаком у десно, избегавајући било коју операцију делења:

$$Z_{ij} = \text{round}\left(W_{ij} \frac{MF}{2^{qbits}}\right) \quad 3.14$$

где је

$$\frac{MF}{2^{qbits}} = \frac{PF}{Q_{step}} \quad 3.15$$

$$qbits = 15 + \text{floor}\left(\frac{QP}{6}\right) \quad 3.16$$

У целобројној аритметици, једначина 3.14 може да се имплементира на следећи начин:

$$|Z_{ij}| = (W_{ij} \cdot MF + f) \gg qbits$$

$$\text{sign}(Z_{ij}) = \text{sign}(Z_{ij})$$

где је  $\gg$  бинарни right-shift (померање у десно).

Размотримо сада инверзан процес квантизације. Основа инверзног квантизера или операција “рескалирања” је спроведена као

$$Y'_{ij} = Z_{ij} \cdot Q_{step} \quad 3.17$$

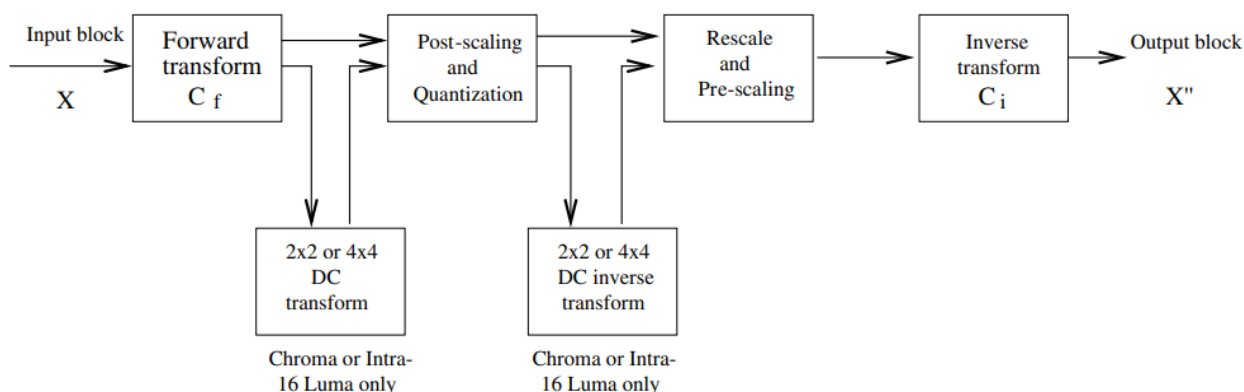
Фактор пре-скалирања коришћен за инверзну трансформацију једначине 3.11 реализује се уз помоћ матрице  $E_i$ , која садржи вредности од  $a^2$ ,  $ab$ , и  $b^2$  у зависности од позиције коефицијента прикључених у овој операцији, заједно са сталним фактором скалирања 64, како би се избегле евентуалне грешке [76] у заокруживању према формули

$$Y'_{ij} = Z_{ij} \cdot Q_{step} \cdot PF \cdot 64 \quad 3.18$$

У једначини 3.18,  $W_{ij}$  је скалирани DCT коефицијент, који се затим трансформише “језгром” инверзне трансформације, наиме од  $C_i^T W C_i$ . Декодovана вредност пиксела генерисана инверзном трансформацијом подељена је са 64, како би уклонили фактор скалирања 64, који може бити имплементиран од стране померања (right-shift). Одељак 3.3.3.3 сумира комплетану DCT трансформацију, квантизацију, рескалирање и процес инверзне трансформације, док одељак 3.3.3.4 даје неке примере за карактеризацију процеса трансформације.

### 3.3.3.3 Комбиновани процес трансформације, квантизације, рескалирања и инверзне трансформације

Читав процес генерисања преосталог (резидуалног) излазног блока  $X'$  од улазног резидуалног блока  $X$  описано је даље у погледу броја корака за обраду и илустровано је на слици 3.7, где прва три корака одговарају кодовању, док су преостали кораци декодовање.



Слика 3.7: Дијаграм тока трансформације, квантизације, рескалирања и инверзне трансформације.

1. Улазни сигнал је конституисан од 4 x 4 MCER узорака који се налази у  $X$
2. Напредна “језгро” трансформација (директна основна трансформација):

$$W = C_f X C_f^T.$$

3. Пост-скалирање и квантизација:  $Z = W \cdot (PF/Q_{step} \cdot 2^{qbits})$
4. Ре-скалирање, укључује инверзну трансформацију пре операције скалирања:

$$W' = Z \cdot Q_{step} \cdot PF \cdot 64$$

5. Инверзна “језгро” трансформација (инверзна основна трансформација):

$$X' = C_i^T W' C_i$$

6. Пост-скалирање:

$$X'' = \text{round}(X'/64).$$

7. Излаз: 4 x 4-пиксела блок MCER узорака:  $X''$



### 3.3.3.4 Пример целобројне трансформације (Integer Transform)

Слика 3.8 приказује специфичан пример 4x4-пиксела блок издвојена из “Форман” видео секвенце која има QCIF резолуцију.

Улазни блок X:

	j=0	1	2	3
i=0	46	49	55	64
1	38	39	48	49
2	44	38	39	42
3	63	58	56	54

Од улаза MCER блока који се чини да је прилично “раван”, излаз DCT се очекује да буде концентрисан у горњем левом углу, одговарајући DC компоненти. Излаз W од “језгро” трансформације је:

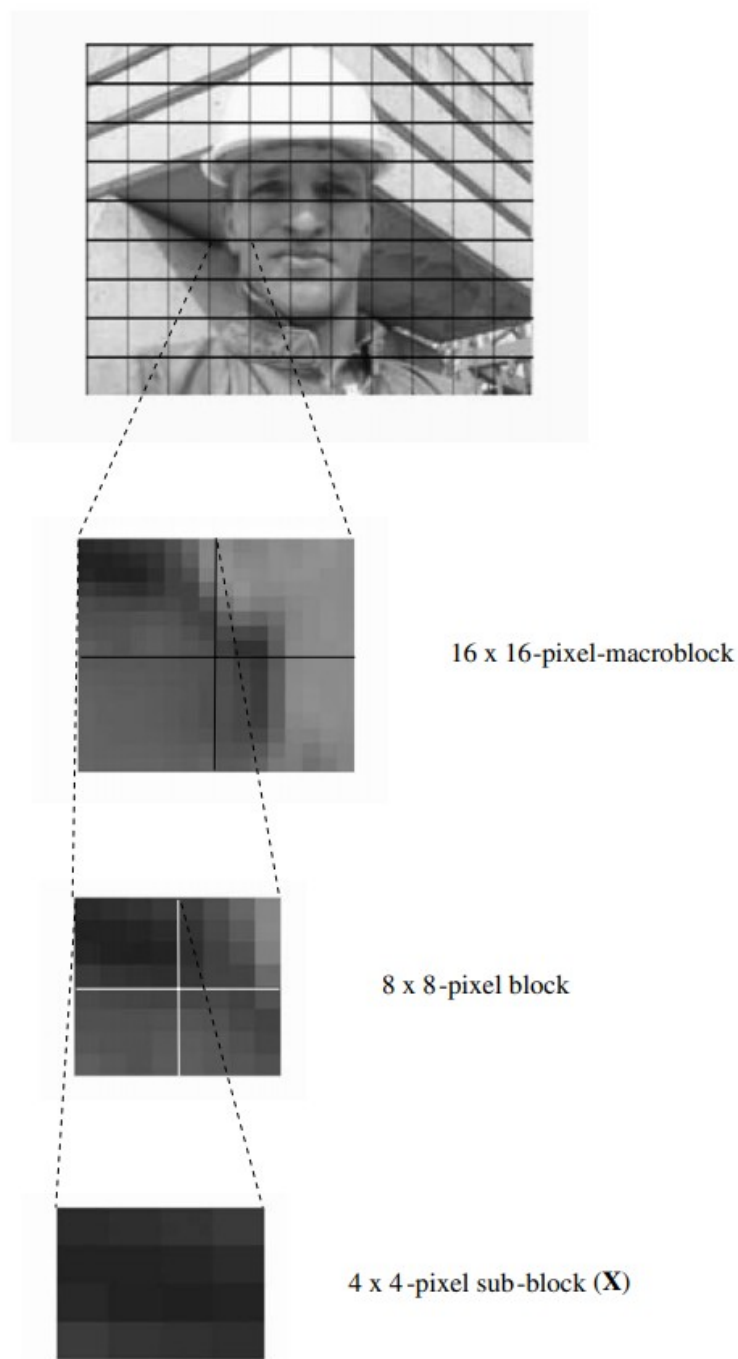
	j=0	1	2	3
i=0	776	-44	24	-2
1	-29	-152	3	-31
2	114	0	-6	0
3	-27	-6	9	7

Пре квантизације и процеса пост-скалирања, прво треба да се утврди вредност фактора множења MF. Коришћењем једначине 3.15  $MF = PF \times (2^{q_{bias}} / Q_{step})$ . У овом примеру  $QP = 5$ , па је  $Q_{step} = 1,125$ . Пошто је MF фактор множења, неки од елемената у матрици 4x4 су идентични. Зато је MF:

	j=0	1	2	3
i=0	7281	4605	7281	4605
1	4605	2912	4605	2912
2	7281	4605	7281	4605
3	4605	2912	4605	2912

Даље, из једначина 3.14, основна трансформација **W** помножена са **MF** производи квантизоване коефицијенте трансформације **Z**. Опет, Z коефицијенти би требало да буду концентрисани у горњем левом углу, осим тога, очекује се све већи број “нула” елемента за AC коефицијент. Излаз напред квантизера Z је:

	j=0	1	2	3
i=0	172	-6	5	0
1	-4	-14	0	-3
2	25	0	-1	0
3	-4	-1	1	1



Слика 3.8: изабрани 4 x 4-пиксела под-блок из QCIF видео секвенце “Форман”. 4 x 4 –пиксела под-блок X је био коришћен као пример у овом одељку.

Следећи је процес инверзне квантизације: примљени квантизовани коефицијенти из енкодера су де-квантизовани или, другим речима, “де скалирани”; де-квантизовани коефицијент пре главне инверзне трансформације поново има исти карактеристике као и DCT излаз, где је DC вредност много већа него AC вредности. Излаз рескалиране  $W'$  је :

	j=0	1	2	3
i=0	3096	-136	90	0
1	-91	-403	0	-86
2	450	0	-18	0
3	-91	-28	22	22

За инверзни процес трансформације, коефицијенти инверзне трансформације треба да буду “равни”. Излаз  $X'$  је:

	j=0	1	2	3
i=0	2902	3120	3513	4083
1	2431	2523	2689	3122
2	2803	2415	2523	2659
3	4060	3690	3553	3426

Последњи корак је реконструисање, тако да је реконструисани блок сличан оригиналном блок  $X$ . Излаз  $X''$  је:

	j=0	1	2	3
i=0	45	49	55	64
1	38	39	42	49
2	44	38	39	42
3	63	58	56	54

Коначно, слика 3.9 приказује оригинал и реконструисани 4x4-пиксела блок “Фореман” видео секвенце.



Слика 3.9: Поређење 4x4-пиксела под-блока издвојеног из “Фореман” секвенце, где је (а) оригинални 4x4-пиксела под-блок пре трансформације и квантизације, а (б) је реконструисани 4x4-пиксела под-блок након што је прошао кроз Н.246 стандардне процесе целобројне трансформације и квантизације.

### 3.4.1 Ентропијско кодовање

После свих коефицијената трансформације који су квантизовани, последњи корак у процесу видео кодовања на слици 3.11 је ентропијско кодовање. Н.264 кодек је адаптиран за два различита приступа за ентропијско кодовање. Први приступ је базиран на употреби UVLC [72] а други позива САВАС [77]. Треба знати да се тип ентропијског кодовања који се користи, бира од стране корисника у току процеса кодовања. Када је параметар слике “entropy\_coding\_mode” постављена на “0”, блок квантизованих коефицијената било 4x4 или 16x16 су кодовани коришћењем UVLC шеме, а када је параметар слике “entropy\_coding\_mode” постављен на “1”, користи се САВАС шема.

### **3.4.1.1 Universal Variable Length Coding (UVLC)**

Ентропијско кодовање на основу Variable Length Coding (VLC) је најчешће коришћен метод додатне компресије квантизованих коефицијената трансформације, вектора покрета, и других параметара кодовања. Кодови променљиве дужине (VLC) су базирани на додељивању краћих кодних речи у симболе који имају већу вероватноћу појаве и дужих кодних речи у симболе са мање честом појавом. Симболи и додељене кодне речи су организовани у “look-up” табели, која се назива VLC табела, који се чува и у кодеру и у декодеру [77].

У неким стандардима за кодовање видеоа као што су H.263 [78] и MPEG-4 [53], постоји више VLC табела које се користе, где сваки од параметара као што су врста DCT коефицијената квантизације, вектори покрета, итд., имају своје VLC табеле, док H.264 кодек користи једану универзалну VLC табелу која се користи у ентропијском кодовању свих симбола у кодеру, без обзира на врсту података које ти симболи представљају.

### **3.4.1.2 Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC)**

#### **На контексту базирано адаптивно бинарно аритметичко кодовање**

Аритметичко кодовање користи вероватноће модела и у кодеру и у декодеру за све синтаксе елемената као што су коефицијенти трансформације и вектори покрета. Да би се повећала ефикасност кодовања од аритметичког кодовања, основни модел вероватноће је прилагођен промени статистике са видео фрејмом, кроз процес који се назива моделирање контекста. CABAC има три посебне предности:

1. контекст модел пружа процену условне вероватноће кодовање симбола;
2. аритметика кода дозвољава не-целобројном броју битова да буду додељени симболима;
3. адаптивни аритметички код дозвољава ентропијском кодеру да се прилагоди нестационарној статистици симбола.

## **3.5 Компаративна студија MPEG-4 и H.264 кодека**

Након претходног поглавља где смо увели основне карактеристике MPEG-4 и део о H.264 кодеку који произилазе из ITU-TVCEG пројекта, у овом одељку издвајамо разлике између MPEG-4 и H.264 стандарда. У овом делу, познавање са MPEG-4 стандардом се претпоставља.

ISO/IEC стандард MPEG-4 видео кодни стандард [62] и ITU-T VCEG H.264 кодек [62, 70] излаже неке сличности у смислу да оба стандарда дефинишу такозване блок-базиране хибридне видео кодеке. Сваки видео фрејм је подељен у фиксне величине MB од 16x16 пиксела, што може бити кодовано у неколико модова кодовања. Оба стандарда разликују интра-фраме кодовање и интер-фраме кодовање или модове предвиђања. У

интра-фраме моду MB је кодован без позивања на друге фрејмове у фрејму видео секвенце, док се у интер-фраме моду или моду предвиђања, претходно кодоване слике користе као референца за формирање MCER сигнала. Резултанта MCER сигнала се кодује помоћу кодоване трансформације, где је MB подељен на фиксне величине блокова. Пре кодовања MCER, сваки од ових блокова се трансформише помоћу блок трансформације и коефицијенти трансформације се квантизују и преносе користећи методе ентропијског кодовања, као што је наглашено у одељцима 3.3 и 3.4 [70].

### 3.5.1 Интра-фрејм кодовање и предвиђање

MPEG-4 Висуелни слој и H.263 кодек имају много тога заједничког, јер је H.263 ITU-T препорука била полазна тачка за MPEG-4 пројекат и већина додатног рада је спроведена у области објекат-базирано кодовање, где је сваки од објеката у видео фрејму називан видео објекат (VO). Дакле, MPEG-4 стандард кодовања подржава три различита типа слика у процесу кодовања тзв. видео објекат раван (Video Object Plane-VOP), односно I-VOP P-VOP, и B-VOP. У I-VOP сваки MB је кодован у интра-фраме моду, и постоји само један интра-фрејм мод у MPEG-4 стандарду који користи под-блокове 8x8-пиксела. Поређења ради у H.264 кодеку, под-блокови од 4x4 узорка се користе за трансформационо кодовање, и тако под-блок се састоји од 16 пиксела осветљаја и 8 пиксела боје, као што је приказано на слици 3.6. Конвенционални типови слика познати као I, P и B слике су и даље подржане у стандарду. За разлику од MPEG-4 у H.264 MB увек може бити кодован у једном од неколико интра-фраме модова. Постоје две класе интра-фраме режима кодовања, које су означене као интра 16x16 и интра 4x4 на даље. Штавише, за разлику од MPEG-4, где се само неки од коефицијената DCT може предвидети из околних интра-фраме блокова, у H.264 интра-фраме предвиђању пиксела увек се користи просторни домен позивајући се на суседне пикселе већ кодованих блокова. Када се користи интра-фраме кодовани 4x4-пиксела мод, сваки 4x4-пиксела блок компоненте осветљаја користи шест модова предвиђања. Изабрани режими су кодовани и преносе се као (споредне) бочне информације. У интра-фраме кодованом 16x16 пиксела моду, униформно предвиђање се врши за целу компоненту осветљаја MB. Четири различита режима осветљаја су подржана, као што је описано у одељку 3.4.1. Размотримо сада проблем интер-фраме предвиђања у следећем одељку.

### 3.5.2 Интер-фрејм предвиђање и компензација покрета

Оба кодекса и MPEG-4 и H.264 користе интер-фраме предвиђање на основу разлике фрејмова, као и компензацију покрета помоћу вектора покрета. У MPEG-4, три различита мода интуитивног кодовања обезбеђују се за P-VOP, односно “inter 16x16”, “inter 8x8” и прескочи (skip) мод. За прескочи мод, једнобитна ознака је потребна за сигнализацију за декодер да се сви узорци целог MB понављају из референтног фрејма. Насупрот томе, H.264 стандард пружа седам модова кодовања компензације покрета за MB кодован у интер-фраме моду. Сваки мод компензације покрета одговара одређеној подели MB на фиксне величине блокова који се користи за опис покрета. Блокове са величинама 16x16, 16x8, 8x16, 8x8, 8x4, 4x8, и 4x4 пиксела подржава H.264 синтакса и на тај начин до 16 вектора покрета се може пренети на MB.

Поред тога, H.264 подржава коришћење мулти-фрејм предвиђање компензације покрета, где се више од једне, раније кодованих слика, користи као референца за компензацију покрета. За тренутну верзију H.264 кодекса, до пет референтних фрејмова је

доступно за предвиђање покрета. Насупрот томе, у MPEG-4 стандарду само један референтни фрејм се користи за компензацију покрета.

Резолуција од 1/2 или 1/4 пиксела компензације покрета по основу раније кодованих I-VOP или P-VOP се примењује у MPEG-4 за формирање MCER сигнала у “inter 16x16” и “inter 8x6” моду. У “inter 16x16” моду, путању кретања целог MB је одредио један вектор покрета док “inter 8x8” мод користи четири вектора покрета заокружених на вредности повезаних са тачношћу од пола пиксела. Хоризонталне и вертикалне компоненте сваког вектора покрета се различито кодују коришћењем медијане предвиђања на основу три суседна блока, који су већ кодовани.

H.264 синтакса подржава и 1/4 и 1/8 пиксела резолуцију компензације покрета. Компоненте вектора покрета се различито кодују коришћењем медијане или дирекционог предвиђања ослањајући се на вектор покрета суседних блокова. Избор одређеног мода предикције зависи од облика блока и његовог положаја у фрејму MB. Сада ћемо фокусирати пажњу на кодовање MCER у следећем одељку.

### 3.5.3 Трансформационо кодовање и квантизација

У MPEG-4 DCT је коришћена за кодовање интра- или интер-фрејм кодованог MB, али аритметички поступак није одређен за рачунање инверзне трансформације. H.264 кодек је у основи сличан MPEG-4 шеми и другим претходним стандардима кодовања те користи трансформационо кодовање предвиђеног сигнала грешке. Међутим, у H.264 кодеку трансформација се примењује на блокове 4x4-пиксела и уместо DCT, H.264 кодек користи одвојену целобројну трансформацију (3.3.3), која има сличне карактеристике као 4x4-пиксела DCT. Инверзна DCT (3.3.3) је дефинисана као егзактна целобројна операција, односно инверзна трансформација где никада неће бити неслагања. Додатна 2x2-пиксела трансформација се примењује на четири DC коефицијента сваке компоненте боје. Ако је “интра 16x16” мод у употреби, слична операција продужења трансформације основне функције је извршена за 4x4 DC коефицијенте сигнала осветљаја.

H.264 кодек користи скаларну квантизацију за кодовање DCT коефицијената, али без квантизера мртве зоне око нуле MPEG-4 кодекса. Један од 32 корака квантизера је изабран за сваки MV параметром квантизације  $QP$ . Нивои квантизера су распоређени тако да се око 12,5% величина корака повећава од једног  $QP$  до следећег на листи од 32 корака квантизера. Квантовани коефицијенти трансформације се скенирају у цик-цак моду [22] и конвертовани су у симболе помоћу Run-Length Coding (RLC). У MPEG-4 стандарду квантовани DCT коефицијенти блокова 8x8 пиксела се цик-цак скенирају, док се у H.264 стандарду цик-цак скенирање одвија у блоковима од 4x4-пиксела. У следећем делу ћемо размотрити коришћене шеме ентропијског кодовања.

### 3.5.4 Ентропијско кодовање

Две различите методе ентропијског кодовања су подржане од стране H.264. Прва метода је UVLC [72], која се ослања на потенцијално бесконачне дужине скупова кодних речи. Уместо пројектовања различитих VLC табела за сваки елемент синтаксе, само мапирање UVLC табеле је прилагођено према статистици података који се кодује. Ефикасност ентропијског кодовања може бити боља ако се користи CABAC [77]. С једне стране, коришћење аритметике кодовања омогућава пренос не целобројног бита за сваки симбол алфавета, што је нарочито корисно у вези са симболском вероватноћом већом од 0,5. С друге стране, употреба адаптивних кодова подржава прилагођавање нестационарне

статистике симбола. Још једна важна особина САВАС шеме [77] је његова способност моделирања контекста, где се статистика већ кодованих елемента синтаксе може користити за процену условне вероватноће симбола који се кодује. Интер-симболска зависност може бити искоришћена од стране пребацивања међу неколико модела процене вероватноћа у складу са већ кодованим симболима у суседству симбола који требају да буду кодовани.

### 3.5.5 Филтер за деблокацију

Ради ублажавања штетних визуелних ефеката на ивице блока, дизајн H.264 кодека обухвата филтер деблокације. За разлику од MPEG-4, где је филтер деблокације опциони део препоруке, у H.264 кодеку филтер се примењује у фрејму петље предвиђања покрета и самим тим чини саставни део препоруке. “Cut-off” фреквенција филтрирања је адаптивно контролисана помоћу вредности неколико елемената [70] синтаксе кодовања. После основног поређења H.264 и MPEG-4 кодека, сада ћемо фокусирати нашу пажњу на поређење њихове ефикасности.

## 3.6 Резултујуће перформансе

Ексклузивне симулације спроведене су користећи и MPEG-4 и H.264 кодеке у циљу компаративног проучавања њиховог рада. У нашим експериментима коришћени су снимци познате видео секвенце као што су “Мис Америке”, “Сузи”, и “Фореман”, које су скениране по броју видео фрејмова од 10 и 30 frame/s. Перформансе оба кодека веома зависе од величине корака квантизера који се користи у кодеру. Горње и доње границе перформанси квалитета видео могу бити евидентирани када су коришћени најфинији или најгрубљи квантизери.

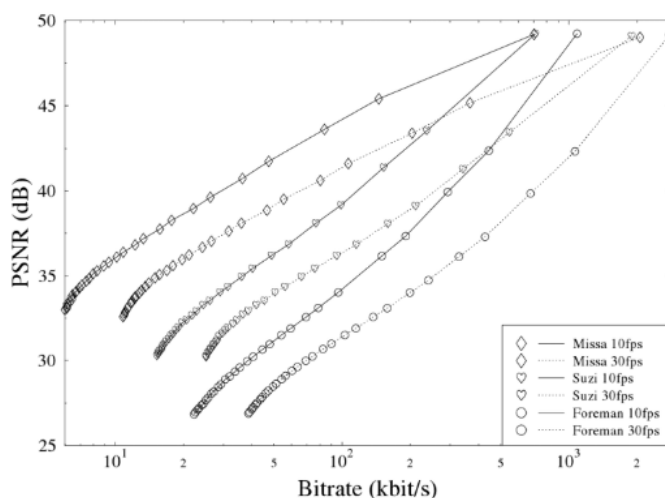
Треба знати да је у овој MPEG-4 и H.264 симулацији коришћен исти YUV формат улазне видео секвенце. Пошто оба кодека подржавају 4:2:0 YUV формат боје видео секвенци, ови експерименти су спроведени коришћењем QCIF формата колор видео секвенци. Сада ћемо обратити пажњу на поређење њиховог рада.

### 3.6.1 Перформансе MPEG-4

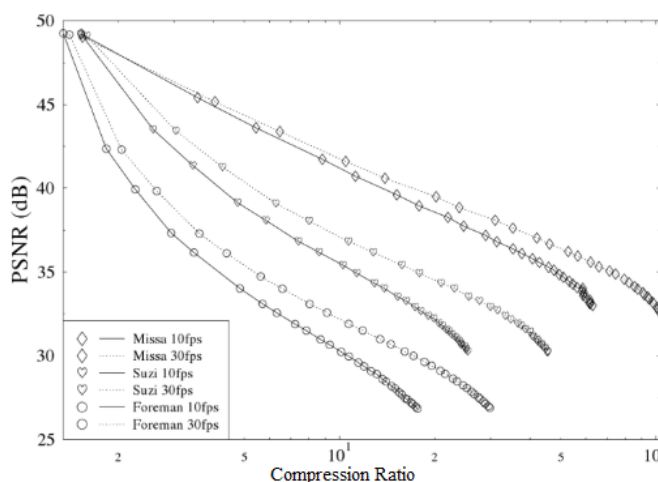
Као што је већ речено, у MPEG-4 симулацији коришћен је QCIF формат у боји “Мис Америке”, “Сузи” и “Фореман” где су секвенце скениране са 10 и 30 frame/s. Симулације су спроведене коришћењем MPEG-4, под следећим условима.

- Само један интра-фрејм кодоване слике је прослеђен на почетку секвенце.
- Две В-слике су уметнуте између две узастопне Р слике. Прецизније, секвенца низа има следећу синтаксу: I, P, B, B, P, B, B, P....
- Дужина симка видео секвенце “Мис Америке” је 150 фрејмова.
- Дужина симка видео секвенце “Сузи” је 150 фрејмова.
- Дужина симка видео секвенце “Фореман” је 300 фрејмова.
- На објекту базирана опција кодовања је деактивирана, тако да је цео фрејм третиран као један видео објекат.

Симулације су вршена у широком спектру битских брзина. Резултати ових симулација су приказани на сликама 3.10 и 3.11. (Слика 3.14 одељка 3.6 приказује PSNR квалитет видео записа у односу на перформансе битских брзина кодовања MPEG-4 за разне QCIF резолуције видео секвенци). Ови резултати се овде понављају ради конвенционалности на слици 3.10, док слика 3.11 приказује резултате из другачије перспективе, односно као просечан PSNR у односу на компресију. Као што се може видети са слике 3.10 за дати фиксни битрате, симулације за “Фореман” секвенцу резултовала је у најнижем квалитету слике, а затим секвенца “Сузи” и на крају секвенца “Мис Америке”. То је зато што је “Мис Америке” снимак тип видео секвенце чисте главе и рамена, који је повезан са активношћу са најмање покрета, самим тим мање информација вектора покрета мора да се преноси. Дакле, Скип мод се користи чешће током процеса кодовања који генерише један бит флаг. Дакле, смањени броја битова је потребан за кодовање целе секвенце. Насупрот томе, више кретања се одвија у секвенци “Сузи”. Дакле, више информација вектора покрета је потребно за процес компензације покрета. Поред тога, мање Скип мод флаг је коришћено у процесу кодовања, што резултује већим битским брзинама у поређењу са видео секвенцом “Мис Америке”. Непотребно је рећи, “Форман” приказује још веће активности покрета него друге две секвенце које се користе у експериментима, па је стога потребан највећи број битова у току процеса кодовања, посебно за параметре вектора покрета.



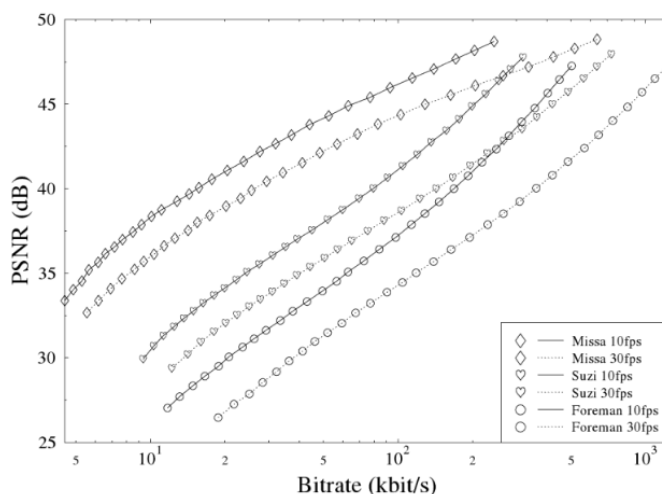
Слика 3.10: Квалитет слике (PSNR) наспрам перформанси битских брзина кодовања MPEG-4 за разне QCIF резолуције видео секвенци скенираних у 10 и 30 frame/s



Слика 3.11: Квалитет слике (PSNR) наспрам перформанси компресионих односа MPEG-4 за разне резолуције QCIF видео секвенци скенираних са 10 и 30 frame/s



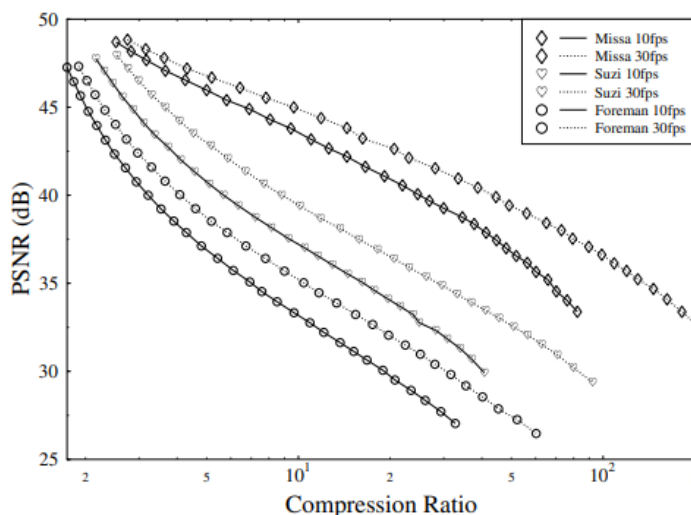
Квалитет слике изражен у PSNR побољшан је скоро линеарно, како је проток повећаван. Када се одржава константан проток, 30 frame/s кривих обично испољавају PSNR казне због фиксног ограничења протока, јер на основу једноставне логике при 30 frame/s очекује се троструки раст протока у поређењу са 10 frame/s. Штавише, због веће интер-фраме корелације снимака од 30 frame/s MCER има обично смањену разлику у поређењу са кодовањем 10 frame/s, што умањује повећање изнад процене троструког протока на приближан однос од два.



Слика 3.12: квалитет слике (PSNR) наспрам перформанси битских брзина кодовања H.264 кодека за различите квалитете QCIF резолуције видео секвенци скенираних са 10 и 30 frame/s.

### 3.6.2 Перформансе H.264

У овом одељку је извештај наших налаза да ITU-Т-стандард H.264 кодек користи симулације у условима сличним онима коришћеним у MPEG-4 експерименту описаном у претходном одељку. Опет, све симулација су спроведене помоћу три познате видео секвенце “Мис Америке”, “Сузи” и “Форман” и на 10 и 30 frame/s. Додатне опције кодовања које користи H.264 симулације су наведени како следи.

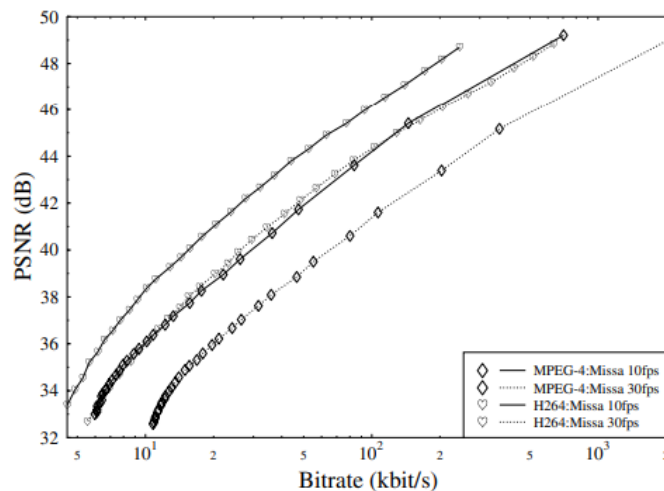


Слика 3.13: Квалитет слике (PSNR) наспрам перформанси компресије H.264 кодека за различите QCIF резолуције видео секвенци скенираних са 10 и 30 frame/s

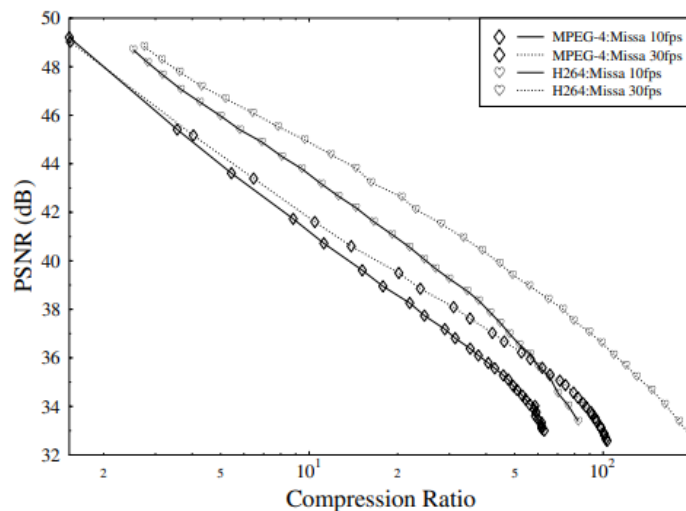
- Ентропијско кодовање је урађено коришћењем САВАС технике.
- Пет референтних фрејмова је коришћено за интер-фрејме предвиђање.
- Коришћена је резолуција од осам пиксела за компензацију покрета.

Слика 3.12 приказује квалитет слике (PSNR) насрам перформанси битских брзина кодовања H.264 кодека за “Мис Америке”, “Сузи” и “Форман” секвенци скенираних са 10 и 30 frame/s. Као што се види са слике, приказани су трендови слични MPEG-4 шема који су претходно виђени на слици 3.10. То је било очекивано, јер MPEG-4 и H.264 шеме имају сличне алгоритме кодовања, као што је објашњено раније у одељку 3.5.

Као што је у MPEG-4 за дати проток, секвенца “Мис Америке” има највиши квалитет слике (PSNR), а затим “Сузи”, онда “Форман” секвенца. То је у складу са количином кретања садржаја у секвенци. Као што је приказано на слици 3.12, за сценарио од 30 frame/s обично је потребан два пута већи битрате за одржавање одређених фиксних PSNR. Исте тенденције су уочене у смислу компресије на слици 3.13. Као што је очекивано од одговарајућих PSNR у односу на проток кривих, криве H.264 перформансе компресије су скоро линеарне на овом графикону лог-лог скале, што резултује предвидивим PSNR у односу на компресију.



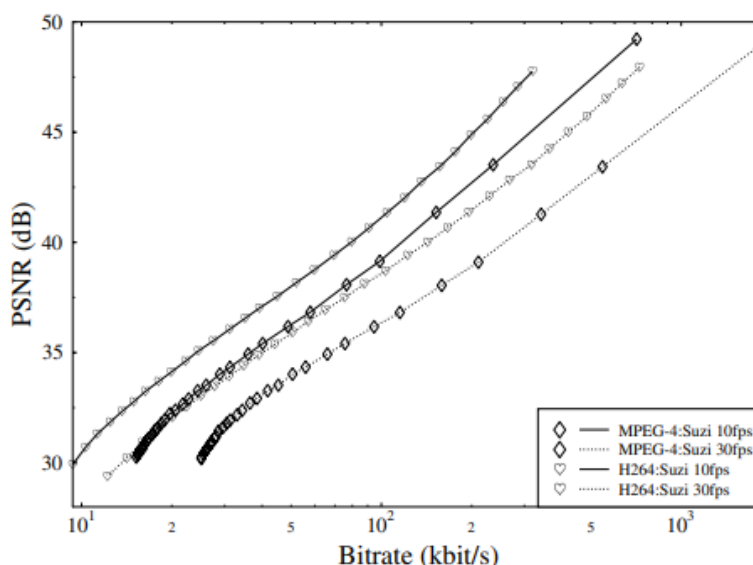
Слика 3.14: Квалитет слике (PSNR) насрам битрате кодовања, за MPEG-4 и H.264 кодеке за “Мис Америка” видео секвенцу у боји QCIF резолуције скенирају са 10 и 30 frame/s



Слика 3.15: Квалитет слике (PSNR) насрам компресије, за MPEG-4 и H.264 кодеке за колор видео секвенцу “Мис Америка” VGA резолуције скенирајене са 10 и 30 frame/s

### 3.6.3 Компаративна студија

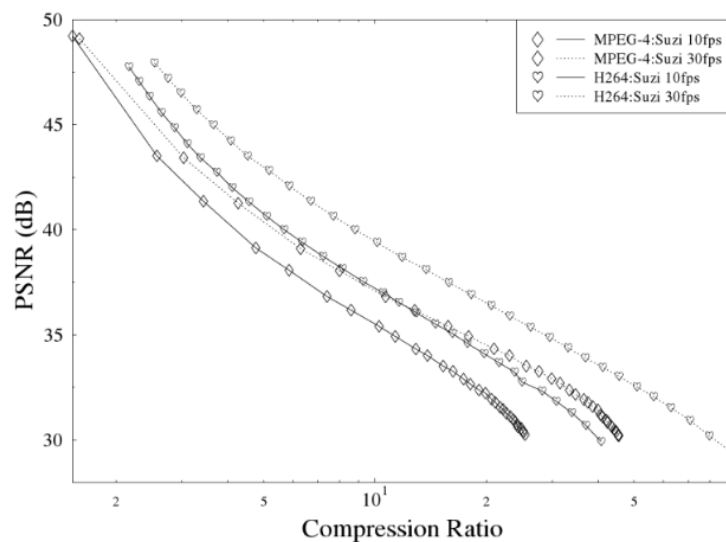
Истраживања представљена у овом одељку су урађена да би се упоредиле перформансе MPEG-4 са карактеристикама H.264 кодека. Оба експеримента и за MPEG-4 и за H.264 су спроведени на 10 и 30 frame/s, и на широки спектар битских брзина. Величина корака квантизера је варијала зарад постизања циљане битске брзине у нашим експериментима. Дакле, квантизер је имао индекс у распону од 0 до 31 у свакој од симулација. Слика 3.14 приказује поређење MPEG-4 и H.264 видео кодека за “Мис Америке” видео секвенцу у смислу остваривог квалитета слике изражено у PSNR наспрам битске брзине (kbit/s). Као што се може видети из графикона, перформансе H.264 кодека су знатно боље него MPEG-4 аранжман. Упоређујући перформансе MPEG-4 кодека на 30 frame/s са H.264 кодеком при 10 frame/s долази се до занимљивих открића. Резултати показују да заменом MPEG-4 са H.264 шемом омогућава да се број фрејмова повећа са 10 на 30 frame/s без значајних промена у захтевима битских брзина, без губитка квалитета слике. Ово је постигнуто коришћењем софистицираније и самим тим веће комплексности обраде сигнала, што резултује бољом перцепцијом квалитета слике.



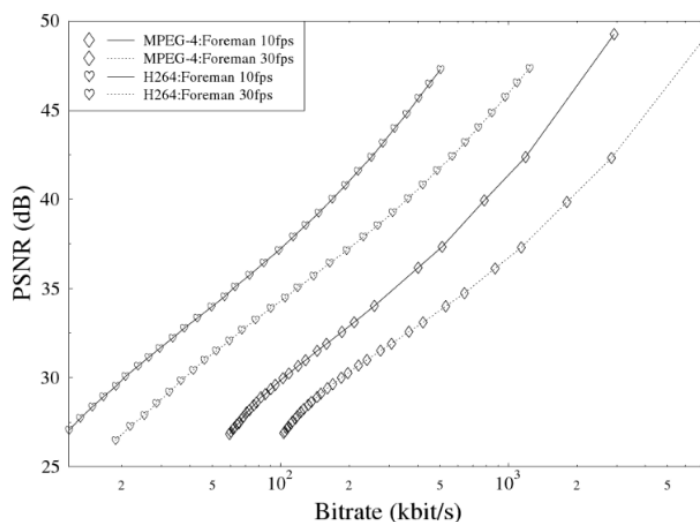
Слика 3.16: Квалитет слике (PSNR) наспрам битске брзине кодовања, за MPEG-4 и H.264 кодеке за видео секвенцу “Сузи” у боји QCIF резолуције скенирану при 10 и 30 frame/s

Слика 3.15 нуди поређење MPEG-4 и H.264 видео кодека у другачијем контексту, изражена као слика PSNR наспрам компресије, опет, као што се може видети из одговарајућих графикона, H.264 кодек показује веће перформансе компресије него MPEG-4 кодек.

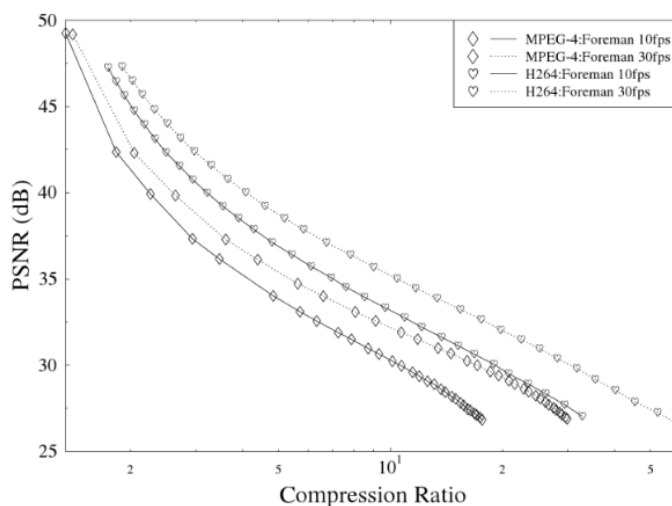
Сада ћемо да проверимо горе наведене резултате, које смо постигли на бази секвенце “Мис Америке”, такође користећи “Сузи” секвенцу. Услови експеримента су непромењени, а једноставно ћемо заменити видео секвенцу “Мис Америке” са “Сузи” секвенцом.



Слика 3.17: Квалитет слике (PSNR) насрам компресије, за MPEG-4 и H.264 кодеке за “Сузи” видео секвенцу у боји резолуције QCIF скенирану при 10 и 30 frame/s



Слика 3.18: Квалитет слике (PSNR) насрам битске брзине кодовања, за MPEG-4 и H.264 кодеке за “Форман” колор видео секвенцу VGA резолуције скенирану при 10 и 30 frame/s



Слика 3.19: Квалитет слике (PSNR) насрам компресије, за MPEG-4 и H.264 кодеке за “Форман” колор видео секвенцу VGA резолуције скенирану при 10 и 30 frame/s

Одговарајући резултати су приказани на сликама 3.16 и 3.17 у смислу PSNR наспрам битске брзине и наспрам компресије, респективно. Као што се очекивало, резултати су слични оним из експеримената за “Мис Америке”. Међутим, мање је сличност између MPEG-4 кривих снимљених за 10 frame/s и H.264 кривих насталих за 30 frame/s. Прецизније, H.264 кодек радећи на 30 frame/s надмашује MPEG-4 шему који емитује на 10 frame/s, при вишим битским брзинама.

Коначни скуп експеримената датих у овом поглављу био је базиран на замени видео секвенце “Мис Америке” са “Форман” видео секвенцом. Као и раније, експерименти су обављени и на 10 и 30 frame/s. Одговарајуће криве су приказани на сликама 3.18 и 3.19. Пошто количина финих детаља слике је сасвим другачија за “Мис Америке” и “Форман” видео секвенце, приказани квалитет слике (PSNR), је био мало деградиран у датом кодованом битском протоку. Обратите пажњу да криве које се виде на слици 3.18 се не укрштају, што подразумева да H.264 кодек у раду и са 10 и 30 frame/s постиже већи квалитет слике од MPEG-4. Слични закључци важе и за однос компресије.

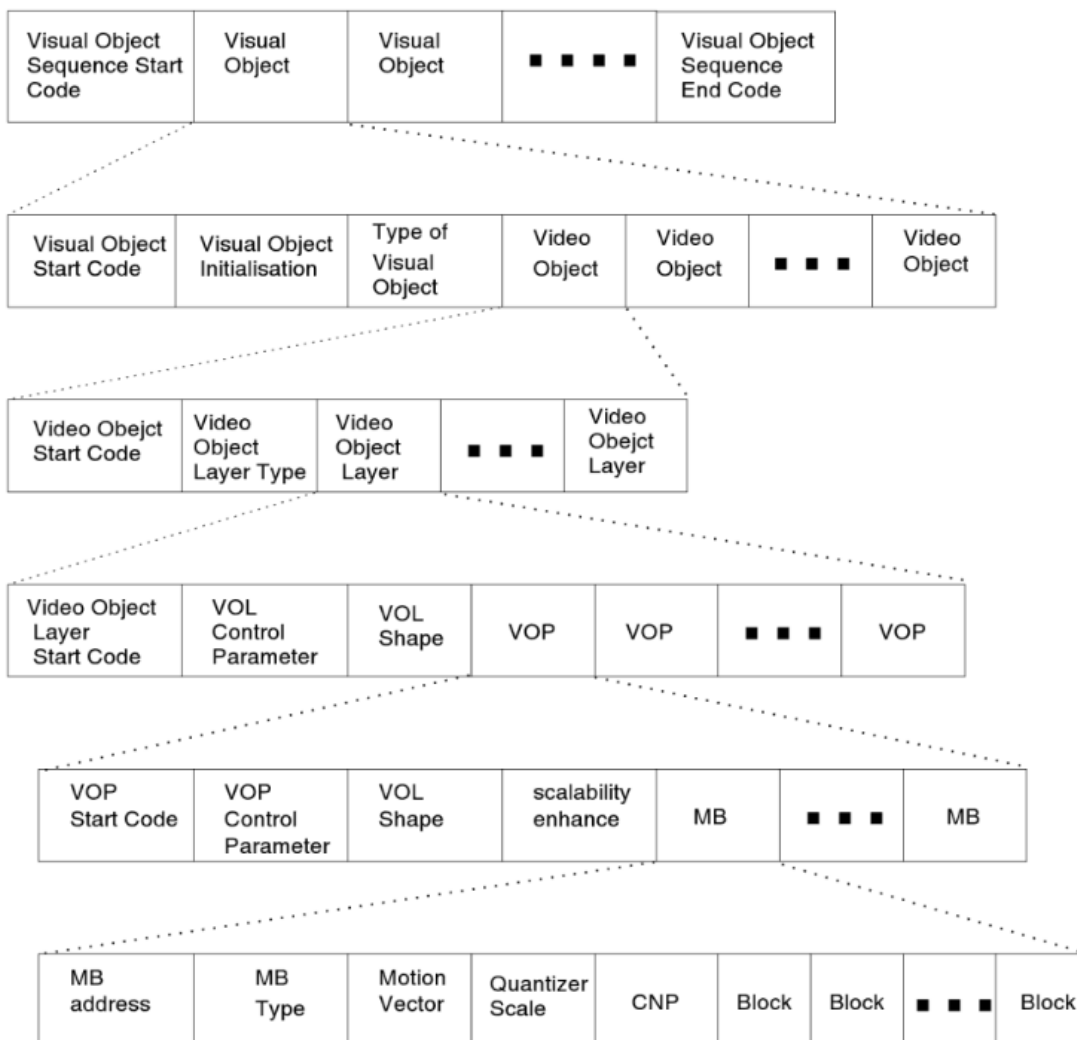
### **3.7 MPEG-4 Битстрим и битска осетљивост студија**

MPEG-4 видео кодни стандард је укратко представљен у поглављу 2. Као што се види на слици 3.20, кодовани видео битстрим може бити заступљен у погледу броја хијерархијских слојева, где сваки слој вишег реда садржи слојеве нижег реда, што заузврат садрже више слојева нижег реда. О овој слици ће бити више речи у нашем даљем предавању. Напомињемо, међутим, да је прилично тешко визуелно добро представити одговарајући битстрим, на високо организован начин, јер MPEG-4 формат је много компликованији него MPEG-1, MPEG-2, као и (ITU-T) H.263 битстрим формат. Ипак, у циљу да се олакша овај задатак, структура MPEG-4 битстрима је подељена у неколико категорија.

У 2. поглављу, наведени су основни темељи MPEG-4 визуелног стандарда, кодни профили и алгоритми. У 3. поглављу, приказана је компаративна студија у односу на H.264. Ово поглавље покушава да скицира MPEG-4 кодовану хијерархијску структуру битстрим-а, који чини основу ерор-ресиленце (отпорност на грешке) студије у одељку 3.11.

#### **3.7.1 Структура кодовања визуелних података**

MPEG-4 кодоване визуелне информације могу преузети неколико различитих врста информација, као што су видео подаци, информација о статичној текстури, 2D мреже информација или подаци за параметре анимације лица [68]. Синтетички објекти као што су видео подаци, подаци о фотографији, мреже података и анимирано подаци и њихове атрибути су структурирани на хијерархијски начин зарад подршке и скалабилности битстрим-а и скалабилности објеката. Системски оријентисан део MPEG-4 спецификације описује филозофију просторно-временске композиције сцене, укључујући и нормативне 2D/3D графове сцена и њихове композиције подржане од Binary Interchange Format Specification (BIFS) [68, 79]. На овом нивоу, композиција синтетичких и природних објеката се заснива на системима који користе каснија (не-нормативна) рендеровања које обавља одређена апликација за генерисање пиксел-оријентисане прегледе модела.



Слика 3.20: Поједностављена структура MPEG-4 битстрим-а.

### 3.7.2 Видео подаци

MPEG-4 модел кодовања олакшава коришћење такозваних уграђених (embedded) модела кодовања. Конкретно, режим лошег квалитета мале брзине односи се на мод базне брзине који може користити декодер, ако не и сви кодовани битови удаљеног пријемника. Ради обезбеђивања да локални кодер и декодер и даљински декодер користе исти реконструисане садржај видео бафера у току процеса компензације покрета, кодер се такође уздржава од коришћења тзв. проширење битова током овог процеса. Међутим, уколико удаљени декодер прима битове проширења, они омогућавају побољшање квалитета декодованог видеа.

Ако постоји само један кодовани битстрим, кодовани видео подаци се називају не-скалабилни видео битстрим. Насупрот томе, ако постоји и основни и проширени битстрим, битски шаблон кодовања видео записа се назива скалабилни видео битстрим. У MPEG-4, слојеви видео објеката се често разликују као основни слој и проширени слој.

### 3.7.3 Подаци статичне текстуре

Кодовање визуелне текстуре је дизајнирано за одржавање високог квалитета перцепције уз одржавање ниске-брзине преноса и за рендеровање текстура под веома разноврсним условима гледања, нарочито, за кодовање и за манипулацију 2D/3D синтетичких сцена. Ипак кодовање текстура омогућава вишеслојну заступљеност осветљаја, боја и облика. Ово подржава прогресивно преношење текстуре за побољшање квалитета слике, када је више информација примљено преко терминала.

### 3.7.4 Подаци мреже

Подаци кодиране мреже уведени су у [53] и то су добро представили Tekalp и Ostermann [80]. У 2. поглављу дискутовали смо о томе да је MPEG-4 објекат-базирани мултимедијални стандард за компресију, који омогућава кодовање различитих аудиовизуелних објеката. Подаци мреже у овој категорији су неки од синтетичких визуелних објеката подржаних од стране MPEG-4, односно анимирање лица и анимирање произвољне 2D униформне и Delaunay мреже [80]. Подаци мреже се састоје од једног непроменљивог битстрим-а. Овај битстрим дефинише структуру и путању кретања 2D мреже. Текстура мреже мора бити кодована као одвојени видео објекат.

### 3.7.5 Подаци за параметре анимације лица

Кодовани подаци за параметри анимације лица (Face Animation Parameter - FAP), такође се састоје од једног не-скалабилног битстрим-а. То дефинише анимацију модела лица декодера. Подаци анимације лица су структурирани у одређеном формату од наведених стандарда, модели лица који се могу преузети и њихове контроле анимације, као и сигнални слој компресованог FAP се користи за даљинску манипулацију модела лица. Лице представља чвор у графикону сцене који обухвата геометрију лица спремног за приказивање. Облик, текстура и израз лица синтетичких лица су углавном под контролом битстрим који садржи сет параметара дефиниције лица (Facial Definition Parameter FDP) или FAP сет [53].

Међутим, у овој књизи фокус истраживања се односи на кодовање видео података. Дакле, подаци статичке текстуре, подаци 2D мреже и FAP подаци неће бити даље образлагани.

Као што је већ поменуто, структура битстрим је организована у засебне слојеве видео параметара. На слици 3.20 се може видети да се битстрим састоји од низа визуелних информација, визуелних објеката, видео објеката (VO), Video Object Layer (VOL), Video Object Plane (VOP), макроблокова (MB) и података видео блока.

## 3.8 Визуелна битстрим синтакса

### 3.8.1 Стартни (почетни) кодови

Стартни кодови су конституисани помоћу одређених битских образаца који могу да се имитирају само са ниском вероватноћом видео записа. Сваки стартни код на различитим слојевима на слици 3.1 се састоји од префикса стартног кода, а затим следи вредност стартног кода. Префикс стартног кода је низ од 23 бита вредност нула и један

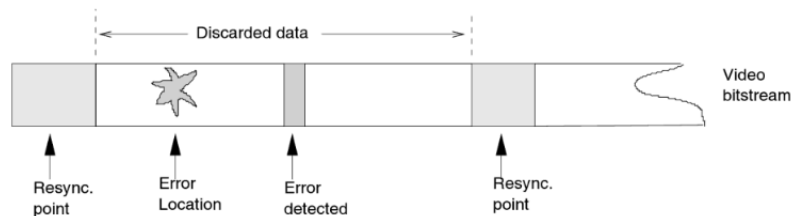




подвргнути каналне грешке у облику једног бита или налета грешака или обоје [81]. У циљу да се видео кодек учини отпорнијим на у каналу индуковану деградацију квалитета, разне Forward Error Correction (FEC) шифре могу да буду коришћене од стране кодера за заштиту битстрим-а пре преноса у декодер [82, 83]. У декодеру се онда ови FEC кодови користе за исправљање грешака преноса који користи следеће фазе обраде:

- детекција и локализација грешке
- ресинхронизација
- спасавање података
- прикривање грешке

Пре него што се било која техника прикривање грешака може применити у декодеру, неопходно је утврдити да ли је дошло до грешке у преносу. FEC техника се такође може користити за откривање грешака. У контексту типичне блок-базиране технике видео компресије која користи компензацију покрета и DCT, бројне технике детекције грешака могу бити укључене, као што су вектори покрета ван домета, наилазак неважећег уноса (Variable Length Coding - VLC) табеле, број DCT коефицијената у блоку прелази 64. Када је један или више од тих услова откривен у процесу видео декодовања, видео декодер означи грешке и активира одговарајући решавање грешака (error-handling) поступак. Због специфичности алгоритма MPEG-4 видео компресије, који се ослања на VLC, место где декодер открије грешку није исто као и место где се грешка заправо догодила. Као што је приказано на слици 3.21, ови догађаји могу бити неутврђеног растојања један од другог. Наравно, догађај грешке може изазвати губитак синхронизације са кодером.



Слика 3.21 Стилизована илустрација догађаја грешке и њеног откривања. Обично је немогуће открити тачну локацију настанка грешке. Дакле, сви подаци између две одговарајуће тачке ресинхронизације можда би морали да буду одбачени.

Док конструише кодовани битстрим, кодер умеће јединствене ресинхронизационе маркере у битстрим у подједнако распоређеним интервалима. Након откривања грешке, декодер претражује кроз долазни битстрим, док не пронађе следећи ресинхронизациони маркер. Када је ресинхронизациони маркер пронађен, декодер поново успоставља синхронизацију са кодером. Дакле, сви подаци који одговарају MV између ресинхронизационих тачака морају бити одбачени, јер перцептивни ефекти приказивања слике реконструисане из погрешних података су обично врло непријатни.

Након што је синхронизација поново успостављена, MPEG-4 алати за опоравак података покушавају да поврате податке који би иначе била изгубљени. Тачније, технике спасавање података као што су реверзибилно декодовање [84] омогућавају декодеру да спаси неке од података између две ресинхронизационе тачке декодованог битстрим у оба правца и у напред и у назад. Филозофија овог метода је описана са више детаља у одељку 3.10.

Прикривање грешака је још један важан саставни део било ког на грешке отпорног видео кодека. Слично као и алати за прикривање грешака, ефикасност стратегије прикривања грешака веома зависи од учинка ресинхронизационе шеме која се користи. Прецизније, ако је ресинхронизациони метод у стању да тачно локализује грешку, онда прикривање грешке постаје ефикасније. При ниским битским протоцима, за апликације малог кашњења горе поменута ресинхронизациона шема даје прихватљиве резултате у комбинацији са стратегијом једноставног прикривања, као што су метод копирања блокова од одговарајућих делова видео фрејма претходног кадра. Након препознавања потребе да се обезбеде побољшане могућности прикривања грешке, MPEG-4 стандардизационо тело је развило додатне модове отпорности на грешке који додатно побољшавају способност декодера за локализацију грешака преноса. Конкретно, овај приступ користи поделу података одвајањем делова везаних за покрете и текстуре из битстрим-а. Овај приступ захтева да други ресинхронизациони маркер буде уметнут између битских информација везаних за покрете и текстуре. Ако је информација текстура изгубљена, овај приступ користи информацију покрета за прикривање ових грешака. Више експлицитно, оштећене информације о текстури се одбацују, али вектори покрета се и даље могу користити за компензацију покрета на основу претходног декодованог VOP уместо тренутног.

### **3.10 Аллати за отпорност на грешке у MPEG-4**

Низ мера из MPEG-4 у жаргону као “алатке” су укључене у MPEG-4 видео кодер ради пружања што веће отпорности на грешке. Ови аллати укључују различите технике као што су:

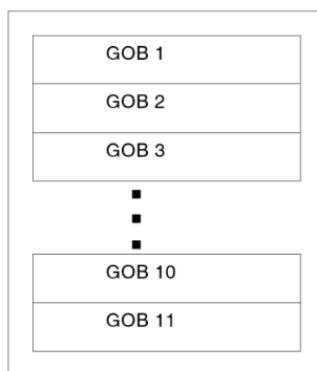
- ресинхронизација видео пакета [59];
- Партиционисање (делење) података (Data Partitioning - DP) [85];
- Обрнута VLC (PVLC) [84];
- Кодови локалних заглавља (Header Extension Codes - HEC) [59],

који су анализирани у мало више детаља.

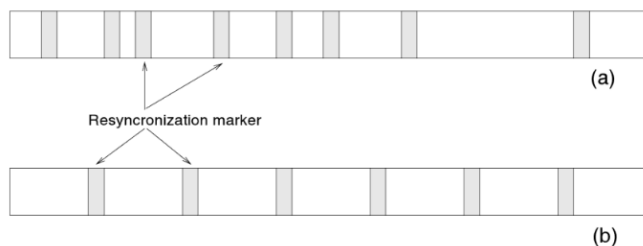
#### **3.10.1 Ресинхронизација**

Као што је поменуто у одељку 3.5, погрешан видео битстрим се очекује да стигне у декодер, када се компресовани видео подаци преносе преко комуникационог канала који је склон грешкама. Декодер може довести до губитка синхронизације са кодером, када је примљени битстрим оштећен са грешкама. Ресинхронизационе аллатке, као терминологија, подразумевају покушај да се поново успостави синхронизација између кодера и декодера, када су грешке у преносу откривене. Генерално, подаци између тачке синхронизације пре грешке и прва тачка у којој је успостављена синхронизација су одбачени. Ако је ресинхронизациони приступ успешан у одређивању количине података које је одбацио декодер, онда ће способност других врста аллата који опорављају податке и/или прикривају ефекте грешака знатно бити побољшана.

Ресинхронизациони приступ који је усвојен од стране MPEG-4, како је раније наведено, као и видео пакет приступ ресинхронизације, је сличан структури групе блокова (GOB) која је експлоатисана од стране ИТУ-Т стандарда H.261 и H.263 [63] кодека за поновно успостављање синхронизације после појаве грешке у преносу. Стога ћемо кратко нагласити ресинхронизационе процедуре које користе ови кодеци [86]. У овим стандардима GOB је дефинисана као један или више редова MB у одређеном видео фрејму. На почетку нове GOB, у битстрим је убачено GOB заглавље. Ове информације заглавља садрже GOB стартни код, који се разликује од кода почетка слике, и омогућава декодеру да пронађе тај GOB. Осим тога, GOB заглавље садржи информације које омогућавају процесу декодовања да буде рестартован након ресинхронизације декодера са кодером, док ресетује све предвиђене кодоване податке. Слика 3.22 показује шему нумерисања GOB за H.263 QCIF видео формат.



Слика 3.22: H.263 нумерисање GOB за QCIF резолуције слике од 176x144 пиксела.



Слика 3.23: (а) Позиције синхронизационих маркера у битстрим-у за основни H.263 кодер показују GOB заглавља. (б) Положај ресинхронизационих маркера у битстрим-у за MPEG-4 показује да кодер генерише видео пакете једнаке дужине.

Опет, у току конструисања MPEG-4 битстрим-а, кодер умеће јединствене ресинхронизационе маркере у битстрим на приближно једнаке распоређене интервале као што се види на слици 3.23 (б). Након откривања грешке, декодер претражује кроз примљени битстрим, све док не пронађе следећи ресинхронизациони маркер. Када је ресинхронизациони маркер пронађен, декодер поново успоставља синхронизацију са кодером. Дакле, сви подаци који одговарају MB између ресинхронизационих тачака морају бити одбачени, јер ефекти приказивања слика реконструисаних из погрешних битова могу да изазову веома нервирајући визуелни ефекат.

Пошто је синхронизација поново успостављена, MPEG-4 алати за опоравак података покушавају да опораве податке који би уопште били изгубљени. Као што је поменуто раније, технике за спасавање података, као што су реверзибилно декодовање [87], омогућавају декодеру да спаси неке од података између две ресинхронизационе тачке, јер примљени битстрим може бити декодован у оба правца и у напред и у назад, као што ће бити описано у одељку 3.6.4.

Помагње GOB стартног кода ресинхронизацији, заснива се на просторној ресинхронизацији, експлицитније, једном када је одређена локација МВ постигнута током процеса кодовања, ресинхронизациони маркер се убацује у битстрим. Потенцијални проблем у вези са овим приступом је да је због процеса кодовања променљив проток, тако да ће ови маркери ресинхронизације највероватније бити неравномерно распоређени током битстрим-а. Дакле, неки делови сцена, као што су високо-активне области покрета, биће више осетљиви на грешке и то ће бити теже да се прикрије.

MPEG-4 даје сличан метод ресинхронизације са оним из H.263 кодека, са једном важном разликом: MPEG-4 кодер није ограничен на убацивање ресинхронизационих маркера само на почетку сваког реда МВ. Уместо тога, кодер има опцију поделе слике у видео пакете, као што се види на слици 3.23, где је сваки пакет састављен од целог броја узастопних МВ. Дакле, као што је приказано на слици 3.23, формиран су периодични ресинхронизациони маркери током битстрим-а. Ако број битова који се налази у тренутном видео пакету прелази дефинисани праг, онда ће нови видео пакет бити направљен на почетку следећег МВ. Тако да, у присуству кратких изненадних грешака преноса, декодер има могућност да брзо локализује грешке унутар неколико МВ.

Ресинхронизациони маркер се користи за разликовање почетка новог видео пакета, као што се види у табели 3.1. Овај маркер се разликује од свих могућих VLC кодних речи, као и стартни код из VOP. Информације заглавља се такође пружају на почетку видео пакета као што се види у табели 3.1. Информације потребне за процес поновног декодовања су садржане у овом заглављу и укључује МВ индекс првог МВ садржаног у овом пакету, као и параметар квантизације (QP) који је потребан за декодовање првог МВ. МВ индекс обезбеђује потребну просторну ресинхронизацију, док сазнање о QP дозвољава да диференцијални процес декодовања буде ресинхронизован.

### 3.10.2 Подела података

Слика 3.5 приказује организацију видео података у фрејму пакета за MPEG-4 видео компресију података не користећи поделу. Видео пакет започиње са ресинхронизационим маркером, а затим следи МВ индекс и QP и на крају комбинација података покрета и дискретне косинусне трансформације (DCT). Треба имати на уму да комбинација података покрета и DCT у целини садржи много више података него претходна три поља заглавља.

Да разрадимо мало више, слика 3.25 показује елементе синтаксе сваког МВ у случају MPEG-4/H.263 видео кодера. Ови подаци се понављају за све МВ садржане у пакету. Натписи испод указују на МВ индекс. Параметар COD је 1-бит поље које се користи за означавање да ли је одређени МВ кодован или прескочен. За разлику од COD, MCBPC је поље променљиве дужине које се користи за означавање, пре свега начина кодовања МВ, а то су *интра*, *интер*, *интер4В* и *интра+Q* модови кодовања. *Интер4В* подразумева пренос четири вектора покрета по МВ. Сваком блоку осветљаја у МВ је дозвољено да има свој вектор покрета. Ово омогућава већу флексибилност за добијање најбољег одговарајућег за МВ. За *интра+Q* мод QP је модификован за тренутни МВ у односу на претходни МВ. Друго, MCBPC сигнализира који од два блока хроминансе МВ је кодован. Осим тога, DQUANT је оптимално 2-битно фиксне дужине поље које се користи за означавање инкременталне промене које се односе на индекс квантизера у односу на индекс квантизера претходног МВ. Параметар кодовани блок шаблон за осветљај (CBPY) је код променљиве дужине који означава који је од четири блока МВ кодован. Вектори покрета се преносе у облику разлике вектора покрета променљиве дужине кода и, коначно, DCT подаци обухватају 64 DCT коефицијенте кодовања, који се преносе после цик-цак скенирања и run-length кодовања, користећи VLC табелу MPEG-4 стандарда [53].

Resync. marker	MV index	QP	Combined motion and DCT data
----------------	----------	----	------------------------------

Слика 3.24: Организација података у MPEG-4 видео пакету.

COD1	MCBPC1	CBPY1	DQUANT1	Encoded MV1	DCT data1	...
------	--------	-------	---------	-------------	-----------	-----

Слика 3.25: Битстреам-компоненте за сваки MB у MPEG-4 видео пакету.

Resync. marker	MV index	QP	Motion data	MVM	DCT data
----------------	----------	----	-------------	-----	----------

Слика 3.26: MPEG-4, битстрим организација која користи поделу податке за раздвајање покрета и DCT података.

COD1	MCBPC1	Encoded MV1	COD2	MCNPC2	Encoded MV2	...
------	--------	-------------	------	--------	-------------	-----

Слика 3.27: Битстреам компоненте података за покрете.

CBPY1	DQuANT1	CBPY2	DQUANT2	Encoded MV1	DCT data1	...
-------	---------	-------	---------	-------------	-----------	-----

Слика 3.28: Битстреам компоненте DCT података.

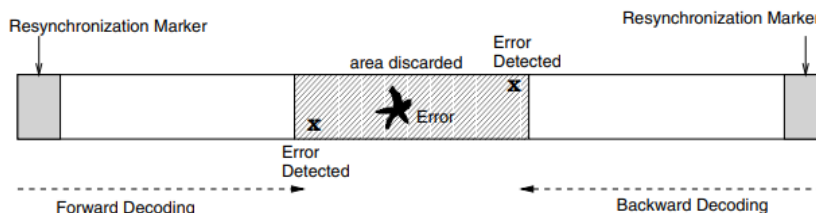
У MPEG-4, мод поделе података раздваја податке видео пакета у изабрани део за покрете и изабрани део за текстуре који су раздвојени јединственим граничним маркером покрета (MVM), као што је приказано на слици 3.26. У поређењу са сликом 3.25, делови који су вези са покретима и DCT сада су одвојени MVM. Сви синтаксички елементи који имају информације везане за покрете су смештени у партицији за покрете, а сви они подаци који се односе на DCT су смештени у партицију DCT података. Слика 3.27 приказује битстрим структуру после реорганизације дела за покрете, док слика 3.28 приказује битстрим структуру DCT дела. Треба знати да су елементи са обе слике 3.27 и 3.28 дефинисани у контексту слике 3.24.

Када се открију грешке у преносу у делу за покрете на слици 3.27, декодер проглашава грешку и замењује све MB у тренутном пакету са прескоченим блоковима, све док не пронађе следећи маркер за ресинхронизацију. Када је грешка преноса откривена у делу за текстуру, али не и у делу за покрете, одговарајући вектори покрета MV се користе приликом компензације покрета за реконструкцију пренесених MB користећи блок DCT података, јер део за текстуре је одбачен и декодер се ресинхронизује када детектује следећи ресинхронизациони маркер. Ако није откривена грешка секцијама за покрете и текстуре, али ресинхронизациони маркер није пронађен на крају декодовања, грешка је декларисана. У овом случају, само део за текстуре MB садржаних у тренутном пакету се одбацује. Партиционисање података [387] обезбеђује побољшани квалитет видео записа под различитим условима грешака.

### 3.10.3 Реверзибилни кодови променљиве дужине (RVLC)

RVLC представљају одређену класу кодова променљиве дужине који се може дешифровати јединствено у оба смера. Ова повољна особина је последица чињенице да кодна реч није представљена префиксом или постфиксом друге кодне речи, што омогућава њихово недвосмислено декодовање у оба смера и напред и назад. Када декодер детектује грешку, док је смер декодовање у напред, одмах ће потражити наредни ресинхронизациони маркер и почети декодовање у обрнутом смеру, све док грешка не

буде пронађена. На основу положаја откривене грешке у оба правца напред и назад, декодер ће вероватно бити у стању да пронађе грешке у више ограничених региона битстрим-а и тиме поврати додатне податке. Као што је илустровано на слици 3.10, само подаци који су садржани у осенченом региону су одбачени. Важно је напоменути да ако није коришћен RVLC, сви подаци између два узастопна ресинхронизациона маркера (слика 3.29) требало би да буду одбачени. У MPEG-4, RVLC је показао да обезбеђује значајну добит у субјективном смислу квалитета видео записа у присуству каналних грешака тако што омогућава да више података буде надокнађено. У MPEG-4, када се користи режим поделе података, информација о DCT коефицијентима се кодује помоћу RVLC.



Слика 3.29: RVLC омогућава опоравак података тако што дозвољава декодовање да се обавља и у напред и назад.

### 3.10.4 Header Extension Code (код проширеног заглавља)

У видео компресији, НЕС је најважнија информација коју захтева декодер за декодовање видео битстрим-а. Заглавље проширеног кода омогућава увођење копије важних информација заглавља секвенце слика у видео пакету. НЕС је фиксан један бит, што указује на присуство додатних ресинхронизационих информација, укључујући информације као што су резолуција просторног фрејма, и његова временска локација и временске кодовање начин фрејма у обзир. Ова техника има потенцијал да смањи број одбачених видео фрејмова окружења склоног значајним грешкама. Ове додатне информације су доступне декодеру, када је VOP заглавље оштећено. Овај мод је подржан у MPEG-4, као и сличне алатке коју су такође укључену у Real Time Payload (RTP) [60] спецификацији H.263 верзије 2 стандарда, како је дефинисано у Request for the Comments 2429 [88].

У закључку, бежичне комуникационе мреже не гарантују увек без-грешака пренос. Дакле, ми смо разговарали о низу метода на грешаке отпорно кодовање које олакшавају поуздане видео комуникације у грешкама склоном окружењу. Многи од ових метода отпрности на грешке су сада саставни део разних видео стандарда, као што су H.263 и MPEG-4.

### 3.11 MPEG-4 студија осетљивости бита

Сврха истраге осетљивости грешке у овом одељку је да се искористи знање стечено у циљу осмишљавања MPEG-4 базираног видеофонског система за мобилно окружење са следећим циљевима:

- боља отпорност на грешке него оригинални MPEG-4 стандард;
- ток података који је у складу са MPEG-4 стандардом или је подложен конверзији са једноставним транскодером;
- систем лак за реконфигурисање тако да може да се прилагоди различитим каналним условима.

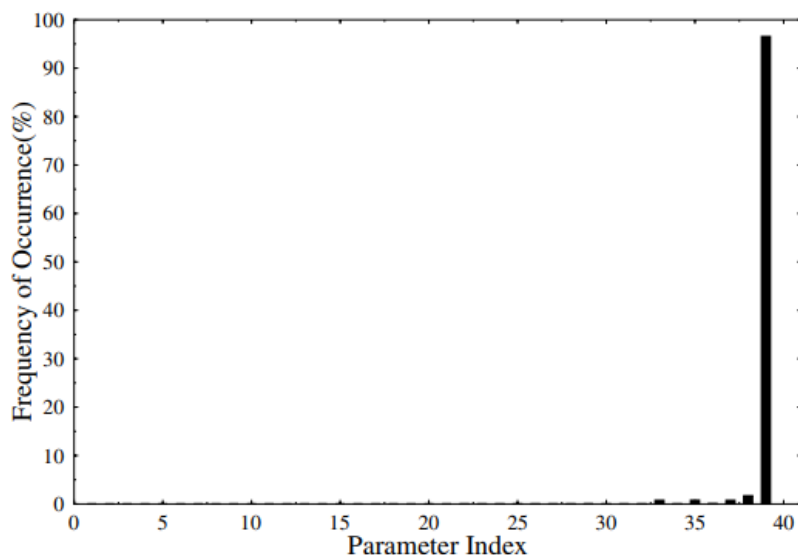
У овом одељку ћемо представљати резултате студија MPEG-4 битске осетљивости. Током година, доста различитих техника је коришћено у литератури за квантификовање грешака битске осетљивости видео кодека. Исход истраге која се спроводи веома зависи од више фактора, као што су видео материјал који се користи, битрате видео кодека, као и на коришћење поступка усредњавања. Наши експерименти су извршени коришћењем MPEG-4 кодера и декодер са онемогућеним модом отпорности на грешке. То подразумева да кад год је бит био оштећен, MPEG-4 није покушао да исправи или прикрије ефекте грешке. Ми смо намерно изабрали овај режим у нашим експериментима, тако да када је бит оштећен, одговарајући видео објекти и деградирани видео нису нејасни, неразумљиви.

Овде предлажемо поједностављену процедуру процене битске осетљивости базирану на мерењу објективног видео квалитета, која покушава да испита све главне факторе који утичу на осетљивост MPEG-4 кодованих битова. Конкретно, предложена процедура узима у обзир MPEG-4 параметре који се налазе у целом битстрим-у, који такође има ефекат губитка синхронизације, као и ефекте грешке простирања.

Циљ наше MPEG-4 студије битске осетљивости, био је да се квантификује просечна (PSNR) деградација проузрокована сваким погршно декодованим параметром видео кодека у битстрим-у, тако да одговарајућа канална заштита од грешака базирана на кодовању може бити додељена сваком параметру.

### **3.11.1 Симулација статистике кодовања**

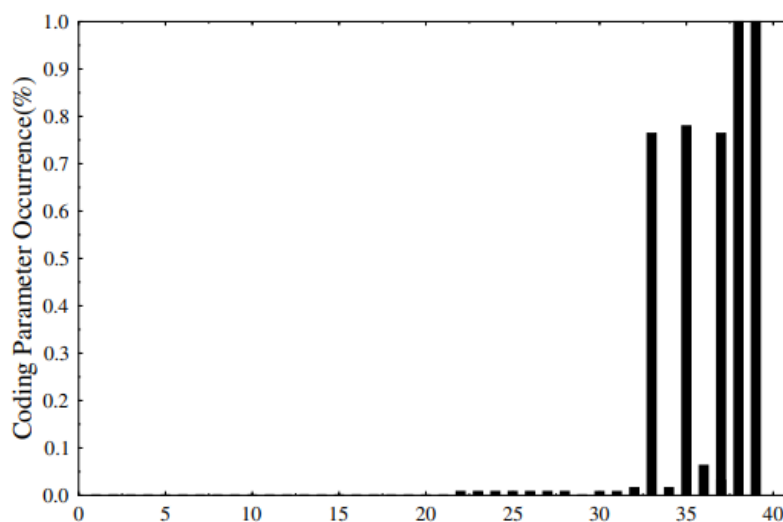
Симулација видео кодовања је спроведена како би се пронашао релативни значај различитих параметара кодовања или кодних речи у MPEG-4 битстрим-у.



Слика 3.30: Вероватноћа настанка за разне MPEG4 параметре за “Мис Америке” VGA видео секвенце кодоване на 30 frame/s, и 1,15 Mbit/s помоћу параметра индекса наведених у табели 3.2.

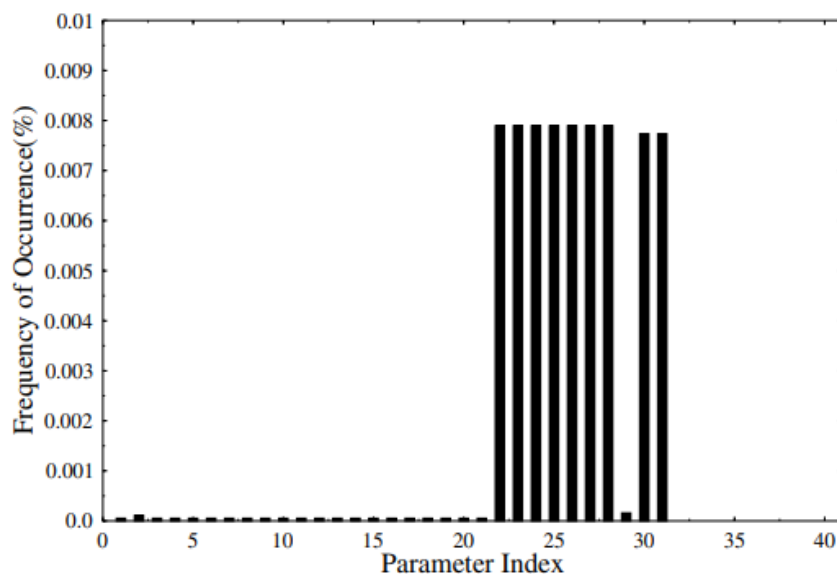
Резултати приказани у овом одељку квантификују релативну учесталост појаве разних параметара коришћењем MPEG-4 кодека. Конкретно, слике 3.30 – 3.33 показују вероватноћу настанка разних MPEG-4 параметара у контексту VO, VOL VOP и MB репрезентације. Статистике приказане на сликама 3.30-3.33 су изведене из истог видео снимка, наиме, за QCIF видео секвенцу “Мис Америке”, али резултати су представљени на различитим вертикалним скалама, јер неки од параметара кодовања имају релативно малу вероватноћу настанка у односу на остале. Због тога су резултати представљени на различитим вертикалним скалама и понављање резултата је избегнуто у сликама 3.30-3.33. Осим тога, табела 3.2 приказује називе параметара који одговарају индексима параметара на сликама 3.30-3.33.

Ми ћемо сада да дискутујемо о резултатима приказаним на слици 3.14, што показује да је вероватноћа појављивања ограничена на опсег испод 0,00015%. Може се видети да су сви параметри који имају индекс 1-20 у табели 3.2 осим за *маркерс\_бит* који има исту вероватноћу настанка. Параметар *маркерс\_бит* представља удвостручену вероватноћу појаве у поређењу са другим VO и VOL параметрима заглавља, јер се два пута појављује у заглављу VOL. Ово је 1-битни параметар који је постављен на логичку 1 и помаже у спречавању имитација стартних кодова од стране видео кодованих бита.

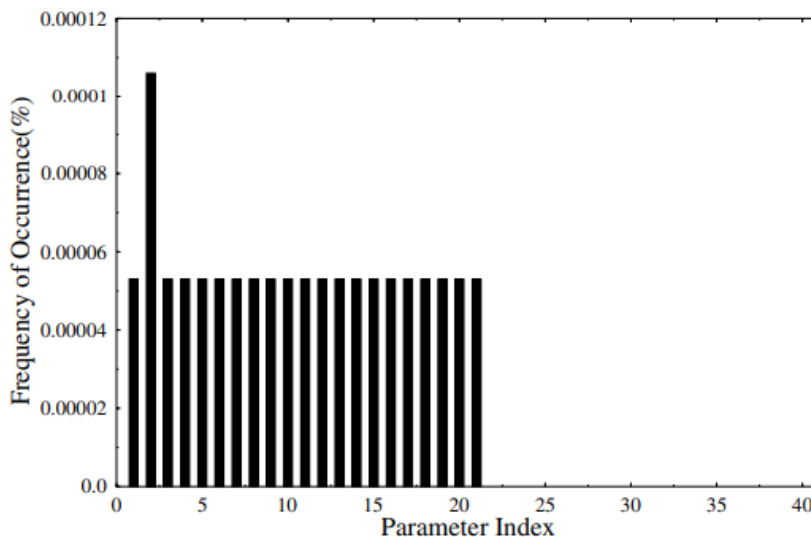




Слика 3.31: Вероватноћа настанка за разне MPEG-4 параметара за “Мис Америке” VGA видео секвенцу кодовану са 30 frame/s и 1.15 Mbit/s користећи параметар индекса наведених у табели 3.2. Овај графикон илуструје вероватноћу настанка разних врста MPEG-4 параметара у MB.



Слика 3.32: Вероватноћа настанка за разне MPEG-4 параметре “Мис Америке” VGA видео секвенце кодоване са 30 frame/s и 1.15 Mbit/s користећи параметре индекса наведене у табели 3.2. Овај графикон илуструје вероватноћу настанка разних врста MPEG-4 параметара у VOP заглављу.



Слика 3.33: Вероватноћа настанка за разне MPEG-4 параметре “Мис Америке” VGA видео секвенца кодоване са 30 frame/s и 1.15 Mbit/s користећи параметре индекса наведене у табели 3.2. Овај графикон илуструје вероватноћу настанка разних врста MPEG-4 параметара у VO и VOL заглављима.

Слика 3.32 приказује вероватноћу настанка битова који углавном припадају VOP који се виде између индекса 22 и 31. Очигледно је да је вероватноћа појаве за параметре у вези са VOP знатно већа у поређењу са параметрима VO и повезаним VOL слојевима, јер се VO и VOL заглавље које је између индекса 1-18 појављује само једном на самом почетку у целој видео секвенци. Исто тако, у MPEG-4 VOP кодовању, сваки VOP је повезан са видео фрејмом, који могу бити интра или интер-фрејм кодовани. Коришћено је укупно 150 видео фрејмова од низа “Мис Америка” у експериментима. Дакле, било је 150

VOP и стога 150 VOP заглавља за цео видео битстрим. Као резултат тога, вероватноћа кодованих битова која се издваја за разне параметре VOP заглавља је већа него код параметара у VO и VOL.

Дакле, то је прихватљиво да сви параметри VOP заглавља, осим за *VOP\_Intra\_Quantizer*, *VOP\_Inter\_Quantizer* и *VOP\_FCode\_Forward* параметре, имају исту вероватноћу настанка, јер се једном појављују за сваки кодовани видео фрејм. *VOP\_Inter\_Quantizer* и *VOP\_FCode\_Forward* параметри имају незнатно нижу вероватноћу настанка, него већина преосталих VOP параметара заглавља виђених у индексима, јер су ова два параметра генерисана само у интра-фрејм моду кодовања, док *VOP\_Intra\_Quantizer* параметар је има значајно нижу вероватноћу настанка, јер је потребан само за интра-фрејм кодовање. Постоје само три интра-фрејма у нашим експериментима, па се мале вероватноће могу видети на слици 3.32.

Табела 3.7: Референца за MPEG-4 кодни индекс параметара као што је приказано на сликама 3.30-3.33

Index	Descriptions	Index	Descriptions
1	VO_start_code	21	VOL_Scalability
2	markers_bit	22	VOP_START_CODE
3	VO_id	23	VOP_Prediction_Type
4	VOL_START_CODE	24	VOP_timemovulo
5	VOL_Id	25	VOP_timeinc
6	VOL_RandomAccessible	26	Width_buffer
7	VOL_IsObjectLayerIdentifier	27	VOP_IntraDC_Vlc
8	VOL_ControlParameters	28	VOP_Interlaced
9	VOL_Shape	29	VOP_Intra_Quantizer
10	VOL_TimeIncrement_Resolution	30	VOP_Inter_Quantizer
11	VOL_FixedVopRate	31	VOP_FCodeFor
12	VOL_Width	32	PutMCBPC_Intra
13	VOL_Height	33	PutMCBPC_Inter
14	VOL_OBMCDisable	34	ACpred_flag
15	VOL_SspriteUsage	35	PutCBPY_Index
16	VOL_Not_8_Bit	36	PutDCsize_lum
17	VOL_QuantType	37	PutDCsize_chrom
18	VOL_CompleEstimatDisable	38	PutMV
19	resyn_marker_flag	39	ALL_TCOEFF
20	VOL_DataPart_Enable		

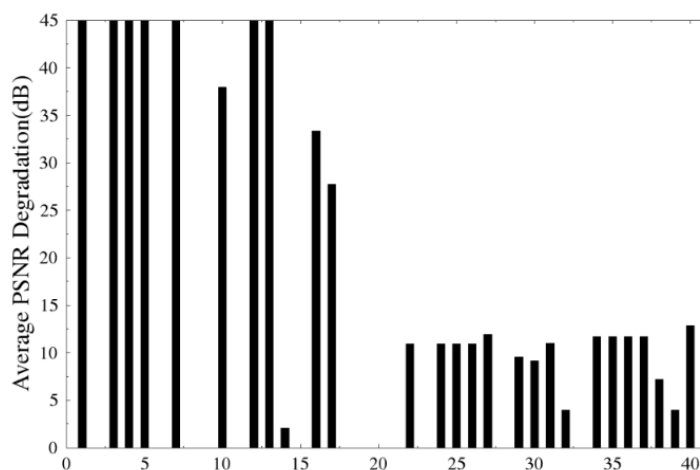
Сада ћемо да упоредимо релативну учестаност појаве за параметре инкорпориране од MV слоја. У MV слоју, постоји још велика вероватноћа појављивања параметара, јер је било 99 MV по видео фрејму за QCIF “Мис Америке” видео секвенцу коју смо користили у овим експериментима. DCT параметар (ALLT<sub>COEFF</sub>) има највећу вероватноћу настанка, преко 90%. У нашим експериментима, видео секвенца је била кодована са високом битском брзином од 1.15 Mbit/s, стога у овом релативно високом битском протоку није изненађујуће да се види да DCT коефицијенти имају највећу вероватноћу настанка. Сада ћемо фокусирати нашу пажњу на ефекте грешака преноса у следећем одељку.

### 3.11.2 Утицаји грешака

У циљу испитивања ефеката грешака преноса на MPEG-4 параметре, широк спектар симулација је спроведен коришћењем QCIF видео секвенце “Мис Америке” у трајању од 150 фрејмова која је кодована са 1.15 Mbit/s. Симулације су углавном спроведена на две ситуације, односно за грешке које се сусрећу у интра-кодованим грешкама, као и у интер-кодованим фрејмовима. Скоро сви MPEG-4 параметри из VO, VOL, VOP и MB областима (Табела 3.2) су оштећени током истраживања. Деградација PSNR је забележена за сваки од параметара у табели 3.2 под следећим условима симулације:

- грешка у интра-кодованом фрејму (frame 1, VOP1);
- грешка у интер-кодованом фрејму (frame 1, VOP2).

Утицај оштећења на MPEG-4 VO, VOL и VOP параметре заглавља се донекле тешко процењује, јер ови параметри садрже важне информације које се односе на читав низ видео записа, на одређени видео фрејм или на релативно мали MB.

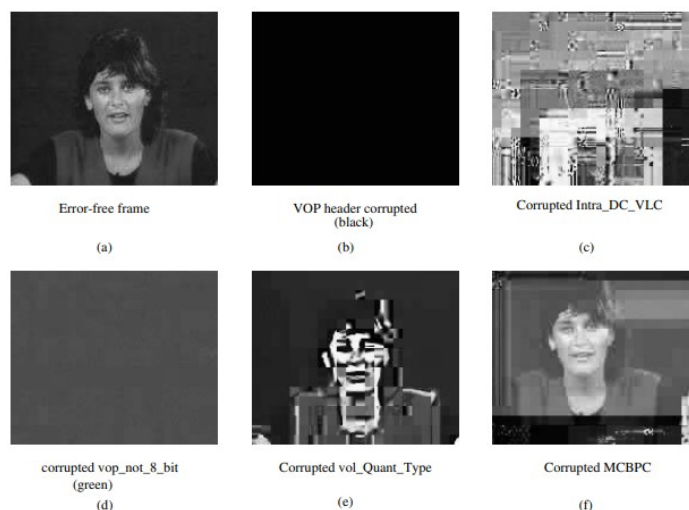


Слика 3.34: Просечна PSNR деградација за разне MPEG-4 параметре у VO, VOL, VOP и MB домене за “Мис Америке” VGA видео секвенцу кодовану са 30 frame/s и 1.15 Mbit/s користећи индексе параметара из Табеле 3.2.

Слика 3.34 приказује просечну PSNR деградација узроковану од стране разних MPEG-4 параметара кодовања, док је њихове релативне фреквенције су окарактерисане у бројкама 3.30-3.33. Може се видети са слике 3.15 да је већина оштећених параметре из VO и VOL домена из табеле 3.2 резултовало високом деградацијом PSNR. Осим тога, видео секвенца се не може декодовати за све параметара као што су *VO\_start\_code*, *VO\_id*, *VOL\_START\_CODE*, *VOL\_Id*, *VOL\_Is\_ObjectLayerIdentifier*, *VOL\_Width* и *VOL\_Height* ако су оштећени. Декодер не може ни започети операцију декодовања, када су ти параметри оштећени. Ова ситуација је означена на слици 3.34 постављањем PSNR деградације на просечан PSNR за видео секвенцу која је у питању, што се види да је 45 dB, а то подразумева претпоставку појаве PSNR од 0 dB.

Насупрот томе, неки од параметара, као што су *markers\_bit*, *VOL\_Random\_Accessible*, *VOL\_Control\_Parameters*, *VOL\_Shape*, *VOL\_FixedVopRate*, *VOL\_SpriteUsage*, *VOP\_komplexEstimatDisable*, *resyn\_marker\_flag*, *VOL\_DataPart\_Enable*, *VOL\_Scalability*, *VOP\_Interlaced* и *PutMCBPC\_Inter* су више отпорни на грешке, и самим тим чак и када су ови параметри оштећени, нису драматично утицали на процес декодовања слике. Дакле, безначајна деградација PSNR је снимљена. Напредне функције као што је бинарни облик кодовања [47] и Сприте кодовање [53] нису укључени у наше

MPEG-4 студије, одговарајући параметари из Табеле 3.7 су током процеса кодовања и декодовања били искључени.



Слика 3.35: Деградиција слике због оштећења разних MPEG-4 параметара интра-кодovаних фрејмова.

Када је параметар *VOL\_TimeIncrement\_Resolution* оштећен, деградиција PSNR приказана на слици 3.34 постаје висок, око 37 dB. Када је овај параметар оштећен, он намеће погрешан тајминг информације током процеса декодовања. Конкретно, проблеми изазвани оштећењем ових параметара резултују декодовањем видео фрејмова у погрешном реду, а можда су и неки видео фрејмови прескочени као последица коришћења погрешног прираста времена.

*VOL\_Not\_8\_bit* садржан у индексу 16 у *VOL* заглављу табеле 3.2 је постављен на “1” када резолуција амплитуде видео пиксела није 8 битова по пикселу. Конкретно, када је овај параметар постављен у бинарну “0” резолуција амплитуде видео пиксела је 8 бита по пикселу. Дакле, видео декодер ће претражити кроз битстрим још један параметар у даљем тексту “бит\_пер\_пихел”. Параметар “бит\_пер\_пихел” прецизира резолуцију амплитуде видео пиксела у битовима по пикселу између 4 и 12. Пошто смо користили 8 бита по пикселу резолуцију амплитуде видео пиксела у нашим експериментима, параметар “бит\_пер\_пихел” није неопходан, па га нема у битстрим. Међутим, када је параметар *VOL\_Not\_8bit* оштећен, декодер није успео да пронађе “bit\_per\_pixel” параметар, па видео декодер не зна резолуцију амплитуде видеа и као резултат тога, декодовани видео фрејм се појавио као зелени фрејм када се посматра у боји и овај фрејм је приказан на слици 3.16 (д) као тамно-сиви фрејм.

Када је параметар *VOL\_Quant\_Type* (табела 3.2) оштећен, цео видео фрејм изгледа “коцкасто”, као што је приказано на слици 3.16 (е). Као што се очекивало, деградиција PSNR је доста висока.

Када је било који од параметара у вези са *VOP* заглављем са индексима 22-31 (табела 3.2) оштећен, то резултира нижом деградицијом PSNR у поређењу са онима у *VO* и *VOL* слоју, као што се види на слици 3.34. Параметри *VOP\_START\_CODE*, *VOP\_timemovulo*, *VOP\_timeinc*, *VOP\_Width\_buffer*, *VOP\_IntraDCVlcThr*, *VOP\_Intra\_Quantizer* резултују у сличним деградицијама PSNR. Параметри који се појављују на почетку сваког битстрим-а видео фрејма могу се сматрати виталним у *VOP* заглављу. Опет, као и *VO* и *VOL* заглавља која се могу наћи у индексима у табели 3.2, интегритет *VOP* заглавља је такође важан, мада не и за целу видео секвенцу, колико за комплетан видео фрејм. Када су оштећени ови битови, цео видео фрејм је прескочен, али декодер остаје способан за декодовање остатка видео секвенце. У експериментима, оштећено је прво интра *VOP* заглавље које се може наћи у индексима 22-31 табеле 3.2, а самим тим како се очекује, декодер прескаче први кадар, јер није било претходне информације, па се појављује црни фрејм, како је показано на слици 3.16 (б).

Параметар  $VOP\_IntraDCVlcThr$  омогућава кодеку да се пребацује између два сета VLC који се могу користити за кодовање интра-DC коефицијената. Када је овај параметар оштећен, декодер ће користити погрешан VLC-индекс за декодовање интра-фрејм DC коефицијената. Повезани ефекти грешке су тешки зато што већина MPEG-4 битстрим-ова се кодује коришћењем VLC, чак и једна бит грешка ће штетно утицати на квалитет оствареног видеа. Слика 3.16 (ц) приказује пример, када је  $VOP\_IntraDCVlcThr$  параметар оштећен, стога има утицај и на остатак DC коефицијента у целом видео фрејму.

Други параметар који треба да овде буде окарактерисан је тзв. Макроблок тип и Coded Block Pattern for Chrominance (MCBPC) параметар, који је такође код променљиве дужине који се користи за сигнализацију MV типа и кодовани блок образац за боју. Овај параметар је увек укључен за све кодоване MV. Када је оштећен, то може да доведе до још једног “новог” VLC, који није укључен у VLC-индекс табеле. То ће такође утицати на остатак VLC позиција у битстрим-у или, још озбиљније, може довести до непријатних ефеката као што је поменуто раније. Слика 3.16 (ф) приказује ефекте оштећених MCBPC од MV, што је први MV у горњем левом углу слике! Очигледно, оштећен део је концентрисан на подручју MV1, али овај параметар је кодован променљивом дужином, и може постепено контаминирати остатак MV у слици.

Да разрадимо мало више, слика 3.36 илуструје ефекте битске грешке која се појавила у MV83, где видимо да је слика мање оштећена у поређењу са приказаним на слици 3.35 (ф). Непријатни предмети ће почети да излазе само из MV83 на даље, а има укупно 99 MV у QCIF резолуцији видео фрејма.

Током наше студије интра-фрејм кодовања грешке битске осетљивости, истраживања су спроведена помоћу другог фрејма секвенце “Мис Америке” и проток је био исти као и претходни. Оштећени фрејмови су приказани на слици 3.37, док је индекс деградације PSNR приказана на слици 3.15. Већина видео предмета због грешке која се догодила у заглављу VOP интер-фрејм слике су слична онима забележеним у интра-фрејм сценарију кодовања као што је претходно описано.



Слика 3.36: Деградација слике услед оштећења DCT коефицијента у фрејму 1, MV83 за “Мис Америке” VGA видео секвенцу кодоване са 30 frame /s и 1.15 Mbit /s.



Слика 3.37: Деградација слике услед оштећења MPEG-4 параметара кодовања у интер-фрејм кодованој секвенци

Параметар  $VOP\_fcode\_forward$  из табеле 3.2 је потребан само у интер-фрејм моду кодовања. Ово се користи за декодовање вектора покрета у напред правцу. Када је овај параметар оштећен, то доводи до погрешног предвиђања у напред за векторе покрета а самим тим неке од МВ, који такође имају придружене вектора покрета могу бити изгубљени или неправилно декодовани као што је приказано на слици 3.37 (б). Слика 3.37 (б), такође приказује деградације видеа нанету од грешака интер-фрејм DCT коефицијената. Као што се види на слици 3.18, деградација видеа није толико тешка као у интра-фрејм кодовању (слика 3.35), и много мање информација се користи за кодовање интер-фрејма, који користи информације из предвиђајућег референтног фрејма. Дакле, ако је интер-DCT коефицијент оштећен, оштећене информације могу бити сакривене другим DCT информацијама из предвиђеног видео фрејма.

Укратко, као што ови графикони и слике показују, резултат интра-фрејм грешке је деградација слике која се врло мало смањује са временом, поред тога грешке ће се раширити до следећег интер-фрејма све до почетка следећег интра-фрејма. Насупрот томе, грешке у интер-кодovаним фрејмовима не утичу на квалитет слике негативно, као грешке интра-кодovаних фрејмова.

#### 4. РФ пропaгационо моделовање код 5G система

Непрекидно повећавање потражње за већим брзинама података, већи капацитет мреже, већа енергетска ефикасност и већа мобилност је мотивисала истраживање унутар пете генерације (5G) моделирања комуникацијских система. 5G је генерално договорен за скуп нових захтева за бежичне комуникационе системе. Ови захтеви ће морати да реше неколико критичних подручја перформанси укључујући ограничења трошкова, саобраћајну латенција, поузданост, сигурност, доступност, хетерогену структуру мрежа, захтев за вишеструко слање/емитовање, захтев за опслуживање различитих уређаја и смањена потрошња енергије. Прецизна 5G унутрашња и спољашња карактеризација и моделирање канала су пресудни за одређивање перформанси система, а тиме и за систем и за реализацију 5G мреже. Наиме, 5G радио фреквентна (РФ) пропaгација утичу разне појаве које више или мање погоршавају пријем изворног сигнала на пријемнику (free-space пропaгација, пенетрација објекта, рефлексација, расејавање, дифракција и апсорпција узрокована атмосферским гасовима, магла и падавине).

Да би се генерисали нови пропaгациони модели за 5G системе и следеће, за одређивање стандардних мерних перформанси 5G система, одговарајући модел губитака пута морао би бити изграђен за процену буџета везе и предвиђену снагу сигнала, са укључивањем директивних и „beamforming“ антенским низовима и коканалне интерференције, док је привремена дисперзија изазвана вишеструком (multipath) пропaгацијом (утицај на тајминг, величина пакета и оквира и други параметри дизајна интерфејса за ваздух) требало би да се окарактерише. Због тога, општи статистички модели не могу бити довољни за процену перформанси система па су били неопходни специфични модели повезани са стварним референтним сценаријом са фином класификацијом појмова.

За развој нових 5G система за рад у милиметарском опсегу, постоји потреба за тачним пропагационим моделирањим ових опсега. Експлоатација неискоришћеног милиметарско таласног (mmWave) опсега спектра (спектар између 6 и 300GHz) је ефикасно решење за испуњавање стандарда за 5G мреже због експлозије раста огромне количине података. Мерења су дата на 38GHz (Базна станица – сценарио мобилног приступа [89] и Peer-to-peer сценарио [90]), 60GHz (Peer-to-peer сценарио и сценарио возила [91]), и 73GHz [92] су јасно идентификовали постојање nonline-of-sight (NLOS) услова. Један од најинтензивније коришћених статистичких модела за карактеризацију комплексног понашања и случајне природе NLOS анвелопе слабења је Nakagami-m дистрибуција. У [93–95] за сврху моделирања посматраних својстава пропагационог система 5G, параметар Nakagami-m директно се израчунава од измерених података. Два најпознатија поступка за која се користи процена Nakagami-m фединг параметра,  $m$ , су (1) процена максималне вероватноће (ML) и (2) процена на бази момента. Међутим, познато је да су узорци често подвргнути утицајима одметника „outliers“ (чак и мали део екстремних вредности одметника, могу утицати на Гаусове параметре, посебно моменти вишег реда). Штавише, појава одметника је посебно проблематична када се узорци момената вишег реда користе за процену, јер од процене у таквим случајевима се појављује нетачност. Пружање најбоље процене засноване на моментима и даље је главно питање на које би требало обратити пажњу.

Због тога постоји потреба за развијањем новог приступа процени параметара NLOS канала заснованог на мерењу перформанси, који ће нам омогућити да проценимо пропагационе параметре у реалном времену и да се избегну слабости ML и процене приступа момент-методе.

Стохастични модели канала за mmWave комуникације у унутрашњем и вањском окружењу су углавном били карактеристична по Рајсовој дистрибуцији у видном пољу (LOS) окружења где је присутна доминантна путања [96]. У [96] је показано да је Рајсов  $\kappa$ -фактор у распону преко дефинисаног скупа вредности за посматране LOS и NLOS услове у вертикално-вертикалном (V-V) кополаризованом антенском сценарију и одговарајући скуп вредности за посматране LOS и NLOS услове вертикално-хоризонтално (V-H) унакрсно-поларизовани антенски сценарио. Међутим, упркос приказаној чињеници у [97] да Рајсова дистрибуција најбоље одговара подацима мерења, резултати [96] подразумевају да за конвенционални фединг модел недостаје тачно моделирање случајне флукуације 5G сигнала бежичног канала. У [97] је закључено да је за тачно моделирање 5G система канала, предложени модели треба да осигурају LOS канал и NLOS услове, канална статистика другог-реда, а реализације канала треба да се несметано мењају у функцију времена, положај антене, и/или фреквенција. Стога, јавља се потреба за новом карактеризацијом пропагације у условима LOS-а, посматрајући Рајсов  $\kappa$ -фактор као случајни процес.

Посебно, разноврсност сценарија предвиђених за 5G апликације у mmWave опсегу сигурно ће довести до тога разни услови пропагације. Тренутно, огромне разноврсности таласне форме сматрају се потенцијалним кандидатима за 5G ваздушни интерфејс. Укључују (i) single-carrier frequency division multiplexing (SC-FDMA), већ коришћен у 4G Long-Term Evolution (LTE) uplink, која се такође назива и другачије генерализована дискретна Фуриерове трансформације (GDFTs-) ортогонално мултиплексирање с фреквенцијском поделом (OFDM) [98]; (ii) zerotail (ZT) или unique-word (UW) DFT-spread-OFDM [99, 100], ultra-wideband- (UW-) OFDM, генерализовано мултиплексирање с фреквенцијском поделом (GFDM) [101], and cyclic prefix-(CP-) OFDM (већ коришћено у 4GLTE downlink); (iii) resourceblock-filtered OFDM, filter-bank-multicarrier (FBMC), и universal filter multicarrier (UFMC). Као што се види, OFDM техника је свеprisутна у предлозима 5G таласног облика. OFDM техника засигурно ће остати основни оквир за нови дизајн 5G таласног облика, са неким оптимизацијама за подршку новим захтевима за 5G [102, 103].

Стога је неопходно предложити ефикасан, једноставан, и општи метод за генерисање узорака за општи 5G канал и даље, како би искористили овај канал да би се процениле перформансе грешке битске брзине OFDM модела система.

Стохастичка геометрија била је моћна техника за процену перформанси система у конвенционалним мобилним мрежама [104], који открива утицаје више параметара система као што су густина базних станица, снага емисије и експонент губитка пута на параметрима перформанси као што су брзина података или поузданост. Кључна идеја у [105] је моделирање случајних препрека (нпр. зграде) као правоугаоници случајне величине и оријентације чији центри чине Poisson point proces (PPP) у дводимензионалном простору. Међутим, уместо један-хоп (скок) комуникација између макро ћелије базне станице (MVS) и кластер једне мале ћелијске базне станице (SBS) 5G ћелијске мреже могу имати више SBS кластера, који захтевају вишеструке преносе да би се побољшала покривеност ћелије. С обзиром на зависност ефеката блокаде на удаљеност (тј. вероватноћа да ће се догодити блокада повећава се како удаљеност расте) на mmWave, мулти-хоп комуникација може бити ефикасно решење за изградњу mmWave бежичне везе систем за ремонт. У том контексту мотивиран ограничењем у [106], бежични ремонт систем са једним скоком из [106] може бити проширен на мулти-хоп сценариј с више SBS кластера. Више тачака на више тачака (MVMs-to-MVMs) везе би се такође могле проучавати, уместо [106] једне тачке-на више тачака (MVS-to-SBSs) везе. Стога, са другачијом статистиком удаљености од [106], интеркластер SBS-to-SBS комуникација може имати користи од вишег реда просторног диверзитетија у поређењу са комуникацијом MVS-to-SBS у [106].

Са ове тачке гледишта, анализа оптималног и субоптималног број скокова да би се смањиле end-to-end перформансе прекида рада између MVS и одредишног SBS кластера за дату раздаљину од краја до краја (end-to-end) може бити занимљив, где се субоптимални број скокова заснива само на скоку перформансе прекида.

Ритања интерференције постат ће од пресудне важности због коегзистенције 5G уређаја, с обзиром да ће број mmWave уређаја у скорој будућности знатно порасти [107]. Да бисмо задовољили захтеве за квалитетом 5G и упознали мобилност корисника, због већег губитка у путу за mmWave фреквенције, повећањем антенских низова који се користе у вањским системима за mmWave може се обезбедити додатно појачање [108, 109]. Све већи раст броја 5G уређаја ће брзо проучити технике нултог обрасца. Циљеви дизајна антенских низова су да се постигну минимални нивои бочних лобова (SLL) и уска ширина снопа прве нуле (FNBV). Методе које се користе за синтезу антенског низа се може класификовати у две категорије: детерминистичка и стохастичка. Највеће предности употребе стохастичке методе је њена способност у раду са великим бројем оптимизационих параметара и избегавање заглављења у локалном минимуму.

Занимљива идеја за синтезу антенских низова за 5G mmWave може се заснивати на генетском алгоритму за синтезу линеарног низа с неуједначеним међулементним размаком по редоледу да се добије оптимални положај елемената да би се постигао минимални ниво бочног лоба и нуле у жељеном правцу.

Употреба mmWave опсега за системе бежичне мреже нове генерације могла би понудити доступност ултра широкопојасног спектра и повећан капацитет канала. Све ове користи долазе као трошак због потенцијално веће сложености система у погледу радио фреквенције (РФ) и дизајна антене. Међутим, недавни напредак око развоја mmWave бежичних система резултирао је исплативим решења која могу да се искористе за превазилажење ових изазова. Опсег фреквенције 60 GHz има свој стандардизовани протокол, то јест, Wireless Gigabit Alliance (WiGig) стандард што је еквивалентно IEEE 802.11ad [110]. Обећавајућа студија би била процена буџета везе, изведена на основу WiGig /IEEE 802.11ad за стандардно дефинисану модулацију и режим кодовања (MCS) и специфични 60GHz mmWave губитак пута и помоћни фактор слабљења. Разматрани системски параметри за процену буџета ове везу могу бити добијени од стварних



хардверских прототипа за наредну генерацију mmWave мрежних одржавања у индустрији.

Иако су технике вишеструки улаз и вишеструки излаз (MIMO) широко коришћене у ћелијским и бежичним локалним мрежним системима који раде на sub-6 GHz [111–113], потенцијалне реализације MIMO технике у mmWave опсегу још увек нису потпуно схваћене, имајући у виду јединствене карактеристике ширења на мулти-путање и повећани губитак путање преко опсега ниже фреквенције који се користе у тренутним 3G/4G бежичним комуникацијама. Просторно мултиплексирање (SM) и обликовање снопа (BF) су два најчешће коришћена приступа за реализацију MIMO система. Мултиплексирани добитак се може добити коришћењем просторне разлике каналног одзива у различитим предајним (Tx-) и пријемим (Rx) паром елемената. С друге стране, у mmWave опсегу, пропагациони губитак је већи у односу на ниже фреквенције; стога се очекује да антенски низови са великим добитком надокнаде повећани губитак пута. Неколико истраживања је спроведено ради анализе перформанси SM и BF у mmWave комуникацијама. Изводљивост унутрашњих mmWave MIMO је истражено моделирањем канала заснованим на праћењу зрачења (ray-tracing), мерењем канала заснованим на виртуелној антени [114, 115], а такође и од  $2 \times 2$  микрострип низа у подземном окружењу [116]. Перформансе хибридног емитовања комбиновањем BF и SM у mmWave комуникацији је такође анализирано на основу методе праћења зрачења у LOS и окружење са више путања [117].

Било би од интереса да се обезбеди мерење на бази поређења капацитета канала између SM и BF под реалним антенским низовима, с истом Tx снагом, исти положај низа и исти услов ширења. Нарочито, систем SM може се анализирати и поделити у 4 под низа, од којих се сваки састоји од 4 елемента, што одговара  $4 \times 4$  MIMO систему, док је у BF систему, антенски низ могао би да конструише као целина од 16 елемената, што одговара једном улазу и једном излазу (SISO) система, али са већим добитком низа од оног за систем SM.

Увођење MIMO и уређаја за пријем бежичних различитости, обезбеђују велике добитке у перформансама пропусности. Ови добици су у великој мери зависни од перформанси антенског система за пријем и алгоритма за пријем [118]. Уређаји могу променити понашање антенских система, на пример, коришћењем механизма за обликовање снопа, а такође могу да прилагоде алгоритме софтвера у складу са окружењем у коме се тренутно користе. Произвођачи бежичне опреме као и мрежни провајдери настоје да постигну перформансе тестова за ручне уређаје. Мрежни провајдери очекују да ће препоручити корисничку опрему (user equipment - UE) са најбољим перформансама својим корисницима; произвођачи желе да упореде квалитет сопствене опреме са једним од такмичара на тржишту. Ова поређења треба да укључе ефекат антенских система, аналогних фронтендова, алгоритме за дигитални пријем и обраду основног опсега. Једна од метода које је предложио 3GPP, али врло обећавајућа, је метода распадања (decomposition method - DM). Over The Air (OTA) пробни тестови бежичних MIMO уређаја су важни алат за мрежне операторе и произвођаче. UE је смештен у анехоичну комору и случајним процесом фединга је симулиран симулатором базне станице (BSE). Антенска карактеристика UE узима се у обзир узорковањем сфере око UE са BSE антенским тестом са великим бројем позиција. За резултате пропусности са малим одступањима, дуги интервали мерења током многих реализација фединга су потребни, што води до дугих и скувих периода мерења у анехоичној комори. Анализа могућности убрзавања OTA тестирања надоградњом метода за DM анализу могла би бити занимљив задатак у обављању тестирања пропусности бежичних MIMO уређаја.

Слабљење због људског тела и дрвећа и губици продирања кроз материјале у предложеним фреквенцијским опсезима ITU [119], 24.25–27.5 и 37–40.5 GHz, важна су питања за будућност бежичног приступа 5G системима. У [119], слабљење од стране тела човека и дрвећа и губитак услед продора кроз различите материјале са ширином опсега од

1 GHz било је мерено помоћу временског домена звучног канала на 26 и 39 GHz, респективно. Колико знамо, нема извештаја о мерењима и моделима у отвореној литератури о блокади људи, слабљењу дрвећа, и губитака због пенетрације различитих материјала на фреквентном опсегу 24.25–27.5 и 37–40,5 GHz. Предвиђање слабљења људским телом и дрвећем и губицима продора унутра о овом раду је важно и неопходно за будуће имплементација бежичних mmWave комуникационих система. Узимајући у обзир људско тело као бесконачно апсорбујући екран, модели две оштрице ножа (KE) су коришћени за предвиђање слабљења од стране особе у фреквенцијском опсегу од 4 до 10 GHz у [120]. Додатно у вези са људским телом као апсорбујућим екраном, цилиндричним модел униформне теорије дифракције (UTD) такође се примењује за предвиђање слабљења људског тела. Мерења у [121, 122] изведена су на 10GHz што показује снажну повезаност између људског тела и савршеног проводног цилиндра. Претходни радови о губицима продора кроз материјал у mmWave опсегу су фокусирани на 28 GHz и 60 GHz. У [123], сигнал кроз шупљи зид од гипсане плоче је резултирао губитком због продора у распону између 5,4 dB и 8,1 dB. У [124] су измерени губици од пенетрације 2 dB, 9 dB и 35.5 dB на 60 GHz кроз стаклена врата, зид од гипс картона са металним чеповима и зид са металном позадином, респективно. Из тог разлога би било од интереса за спровођење мерења слабљења на 26 и 39 GHz од стране људског тела и дрвећа као и губици продора материјала са бочним прелазом особе кроз линију од примопредајника коришћене KE и UTD методе су показале њихово слабљење. Такође би било интересантно за мерење слабљења од дрвета врбе на 26 GHz и затим да упоредите са ITU-R P-833-8 моделом и модификујете модел за 26 GHz. Занимљива би била такође и истрага мерења губитка продора за различите материјали, на пример, провидно стакло различите дебљине, залеђено стакло и дрво са пластичном пресвлаком. Очекује се да ће 5G бежичне комуникационе мреже испунити потражњу за већим брзинама података, нижим кашњењима и/или масовна повезаност све већег броја корисника/уређаја искоришћавајући разне бежичне апликације. Ово је предвиђено да би брзи пораст употребе бежичних услуга довео до тога да бежична истраживачка заједница почне са посматрањем нових технологија за решавање проблема везаних за RF пропационо моделирање. Ово укључује развој модела за нове концепте попут масивних MIMO система за побољшање ефикасности спектра на везама и мрежним слојевима и у развоју нових пропационих модела за карактеризацију комуникације посебно у горњем mmWave опсегу.

Генерално, морамо наставити да напредујемо у нашем истраживању за одговарајуће 5G пропационе радио моделе, који могу адекватно и верно да моделирају mmWave комуникациона својства много више од онога што је урађено тренутно. Напредак пријављен у овом Посебном издању је праведан мали корак у остваривању овог циља у будућности.

#### 4.1 Математичко моделирање простирања радио таласа у mmWave опсезима

Математичко моделирање понашања простирања радио таласа у mmWave опсезима је пресудно за развој преноса и алгоритми пријема нових 5G система. У овом истраживању ћемо моделирати ширење 5G у **условима оптичке видљивости (LOS)**, када ће се посматрати случајна природа LOS компоненате као случајни процес моделован помоћу инверзне гаме расподеле (IG). Изрази затвореног облика ће се представити за функцију вероватноће густине (PDF) и функцију кумулативне дистрибуције (CDF) за сваки случајни процес. Даље, изрази затвореног облика биће обезбеђени за важне мерене перформансе, као што су **средњи број осних пресека (LCR)** и **средње трајање фединга**

(AFD). Капитализација предложених израза, LCR и AFD ће се расправљати у функцији параметара преноса.

#### 4.1.1 Стохастични канални модели за mmWave комуникације

У складу са све већом потражњом бежичног преноса података дошло је до појаве нових 5G технологија које могу понудити значајно повећање ћелијских капацитета и превазилажење заузетости РФ спектра [125, 126]. Последично, истраживање моделирања карактеристика пропагационих канала за бежичне 5G мреже у градском окружењу за mmWave фреквенције је интензивирано недавно [127–130].

Стохастични канални модели за mmWave комуникације у унутрашњем и вањском окружењу су углавном били карактерисани по Рајсовој дистрибуцији у видном пољу (LOS) окружења где је **доминантна компонента** и са Рејлијевом дистрибуцијом за NLOS сценарије окружења [96]. У [96] је показано да су амплитуде следе Рајсову дистрибуцију, са  $K$  факторима унутар дефинисаног скупа вредности за посматране (LOS) и (NLOS) услове за вертикално-вертикално (V-V) кополаризовани антенски сценарио и одговарајући скуп вредности за посматране (LOS) и (NLOS) услове за вертикално-хоризонтални (V-H) унакрсно поларизовани антенски сценарио.

Међутим, упркос чињеници приказаној у [96], да Рајсова дистрибуција пружа најбоље прилагођене мерне податке, резултати [96] подразумевају да конвенционални фединг модели често падају унутар тачно моделираних случајних колебања 5G бежичног каналног сигнала. У [97] је закључено да, за прецизно канално моделирање 5G система, предложени модел би требало да осигура канал за LOS и NLOS стања, другог реда статистику канала, и да се реализација канала може несметано мењати у функцији времена, положај антене, и/или фреквенција. Рајсов  $K$ - фактор већ је посматран као случајна варијабла са утврђеном PDF-ом преко растојања у 5G комуникацији у [131]. Рајсов  $K$ -фактор, однос снага доминантних и расутих компоненти је већ третиран као лог-нормални случајни процес у [132], али за ускопојасне фиксне бежичне канале. У [133] је показано је да је лог-нормалан случајни процес, у математичком образацу који је тежак за аналитичко праћење перформанси бежичне мреже, могле би се ефикасно апроксимирати полако варирајућим Inverse Gamma (IG) дистрибуираним случајним процесом.

У овом поглављу ћемо објаснити нову карактеризацију пропагације у LOS условима, посматрајући Рајсов  $K$ -фактор као Inverse Gamma (IG) дистрибуирану случајну процес.

Статистичка карактеризација првог реда за овај модел ће бити детерминисана; то јест функција густоће вероватноће (PDF) и кумулативна функција расподеле (CDF) случајног процеса анvelope ће се добити у затвореном облику који је погодан за руковање и аналитички и нумерички.

Надаље, важно је статистичко мерење другог реда као средњи број осних пресека (LCR) и средње трајање фединга (AFD) биће представљени у затвореном облику. Капитализација на перформансама предложеног канала биће дискутована у функцији параметара система.

#### 4.1.2 Модел система

Рајсов дистрибуирану случајну процес са условном PDF, условљен је преко  $K$ - фактора, који се посматра као случајна варијабла, може се изразити као [134]

$$p_{x|K}(x|K) = \frac{2(1+K)x}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(1+K)x^2}{\Omega}\right) I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right) \quad (4.1)$$

где  $I_0(x)$  означава модификовану Беселову функцију прве врсте и нултог реда [134, еkv. 8.445], и  $\Omega$  је дефинисано као  $\Omega = E(x^2)$ , постаје просечна снага сигнала.

У [133, 135] показано је да PDF од инверзне Гама случајне променљиве може да се изрази као

$$p_K(K) = \frac{\kappa^c}{K^{c-1}\Gamma(c)} \exp\left(-\frac{\kappa}{\Omega K}\right) \quad (4.2)$$

где је  $\Gamma(c)$  гама функција [134, еkv. 8.310.1],  $c>0$  је параметар облика, а  $\kappa>0$  је параметар скале.

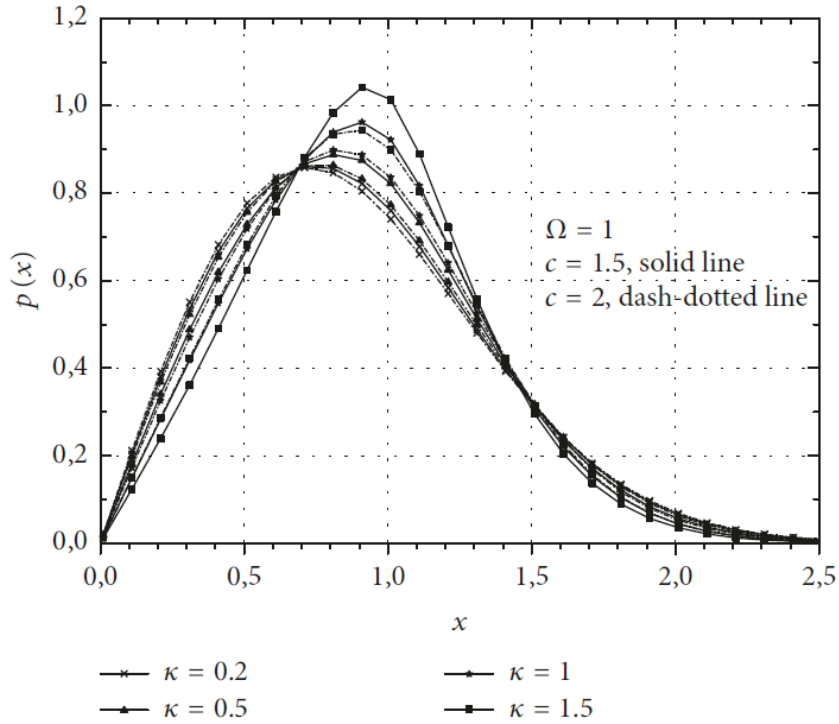
Сада, нови случајни процес анвелопе PDF добијен усредњавањем преко IG дистрибуираног процеса  $K$ -фактора, може се заменити са

$$p_x(x) = \int_0^\infty dK p_{x|K}(x|K) p_K(K) \quad (4.3)$$

Сада након замене (2) у (3), извођењем математичких трансформација у односу на [134, Једначина 3.471.9], добијамо израз затвореног облика:

$$p_x(x) = \sum_{p=0}^\infty \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+1}{n} \frac{x^{2p+1}\kappa^c}{\Omega^{p+1}\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times \\ 2\kappa\Omega + x2p - n + c / 2Kp - n + c 2\kappa\Omega + x2\Omega, \quad (4.4)$$

где  $K_\nu(x)$  означава модификовану Беселову функцију друге врсте и  $\nu$ th реда. Бесконачна серија одозго брзо конвергирају се са само 10–15 услова који су потребни да би их сажели у сваки суму да би се постигла тачност у 5. децимали.



Слика 4.1. Процес PDF за промењиве вредности параметара система

На слици 4.1, процес PDF је приказан за неке комбинације вредности параметара система.

Сада, узимајући у обзир случајно произведено IG моделирање LOS компоненти, одговарајућа CDF се може добити као

$$F_x(x) = \int_0^{\infty} dx p_x(x) = \int_0^{\infty} dx \int_0^{\infty} dK p_{x|K}(x|K) p_K(K) \quad (4.5)$$

Након промене редоследа интеграције, претходна релација се своди на

$$F_x(x) = \int_0^{\infty} dK \sum_{p=0}^{\infty} \frac{K^p \exp(-K)}{\Gamma(p+1)p!} \gamma\left(p+1, \frac{(1+K)x}{\Omega}\right) \cdot p_K(K) \quad (4.6)$$

где  $\gamma(a, x)$  означава непотпуну Гама функцију [134, Једначина 8.443]. Даље, у односу на [134, Једначина 3.471.9], можемо добити израз затвореног облика:

$$F_x(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{p+n+1} \binom{p+n+1}{s} \cdot \frac{x^{p+n+1} \kappa^c}{\Omega^{p+n+1} \Gamma(p+n+2) \Gamma(c)p!} \exp\left(-\frac{x}{\Omega}\right) \times \frac{2\kappa\Omega\Omega + xp + s - c}{2Kp + s - c} \frac{2\kappa\Omega + \kappa\Omega}{2\kappa\Omega + \kappa\Omega} \quad (4.7)$$

Слично томе, као и у (4.4), бесконачне серије одозго брзо конвергирају са само 10–15 услова које је потребно сажети у сваку суму да би се постигла тачност у 5. децимали.

Просечни LCR на одређеном прагу  $x$  дефинисан је као брзина којом однос енvelope прелази праг  $x$  у позитивном или негативном правцу и аналитички је дефинисан са [136]

$$N_x(x) = \int_0^{\infty} \dot{x} p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x) d\dot{x} \quad (4.8)$$

где је функција густоће заједничке вероватноће (JPDF) посматраног случајног процеса,  $x$  и његов дериват у времену,  $\dot{x}$ , означено са  $p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x)$ , може се развити као

$$p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x) = \int_0^{\infty} dK p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K) p_K(K), \quad (4.9)$$

са  $p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K)$  JPDF биће условљен случајном LOS компонентом која је IG дистрибуирана.

Условљени JPDF посматраног случајног процеса и њен дериват с обзиром на време може се даље представити као

$$p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K) = p_{\dot{x}|x,K}(\dot{x}|x, K) p_{x|K}(x|K) \quad (4.10)$$

где

$$p_{\dot{x}|x,K}(\dot{x}|x, K) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi\sigma_x^2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\pi f_d \sqrt{\Omega/(K+1)})}} \cdot \exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi^2 f_d^2 (\Omega/(K+1))}\right) \quad (4.11)$$

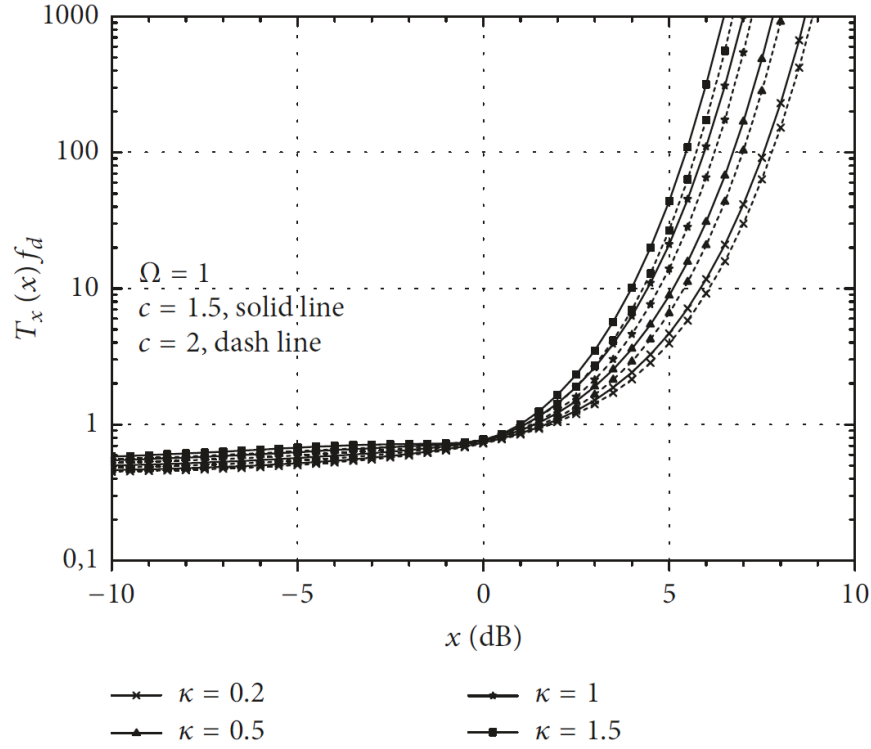
од  $\sigma_x^2 = 2\pi^2 f_d^2 (\Omega/(K+1))$  за Рајсове фединг канале и  $f_d$  је максимална Доплерова фреквенција [137].

Након замене (4.9), (4.10) и (4.11) у (4.8), израз за просечни LCR може бити представљен у облику

$$N_x(x) = \int_0^{\infty} \dot{x} d\dot{x} \int_0^{\infty} dK \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi^2 f_d^2 (\Omega/(K+1))}\right)}{\sqrt{2\pi(\pi f_d \sqrt{\Omega/(K+1)})}} \cdot p_{x|K}(x|K) p_K(K) \quad (4.12)$$

где се после замене реда интеграције редукује на

$$N_x(x) = \int_0^{\infty} dK \frac{(\pi f_d \sqrt{\Omega/(K+1)})}{\sqrt{2\pi}} p_{x|K}(x|K) p_K(K) \quad (4.13)$$



Слика 4.2. Нормализовани LCR за посматрани фединг канал

Сада заменом (4.1) и (4.2) у (4.13) у односу на [134, Једначина 3.471.9], можемо добити LCR израз затвореног облика као

$$\frac{N_x(x)}{f_d} = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+\frac{1}{2}}{n} \cdot \frac{2\sqrt{2}\sqrt{\pi}x^{2p+1}\kappa^c}{\Omega^{p+1/2}\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times \kappa\Omega + x2p-n+c/2Kp-n+c2\kappa\Omega + x2\Omega \quad (4.14)$$

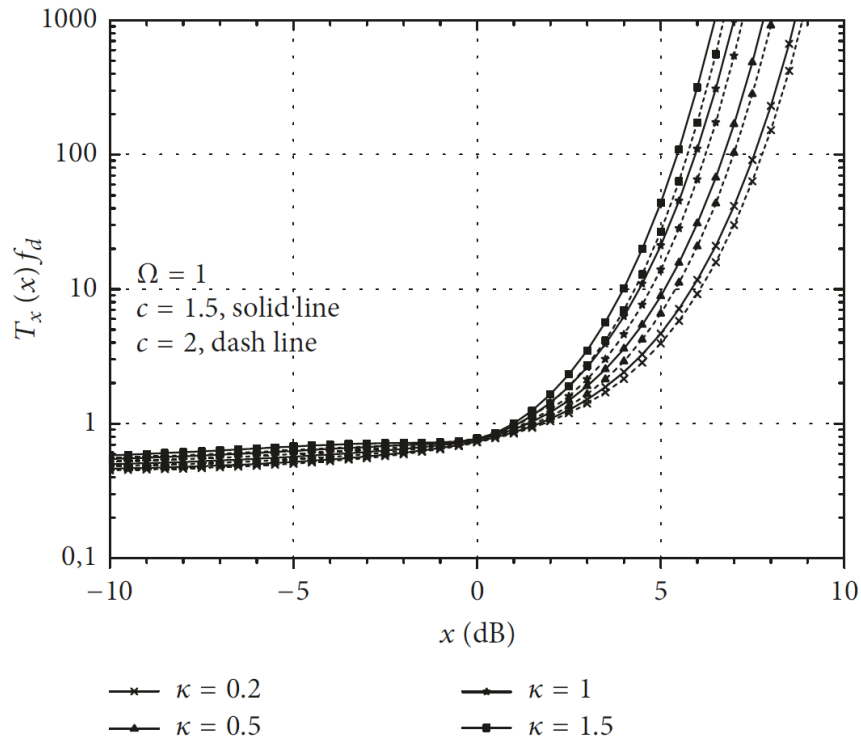
Бесконачне серије одозго брзо конвергирају са само 10–15 услова које је потребно сажети у сваку суму да би се постигла тачност у 5. децимали.

### 4.1.3 Нумерички резултати

Након увођења  $\rho$  као  $\rho = x^2/\Omega$ , LCR израз може се добити у облику

$$\frac{N_\rho(\rho)}{f_d} = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+\frac{1}{2}}{n} \cdot \frac{2\sqrt{2}\sqrt{\pi}\rho^{p+1/2}\kappa^c}{\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!} \exp(-\rho) \times \kappa1+\rho p-n+c/2Kp-n+c2\kappa1+\rho \quad (4.15)$$

Слика 4. 2. приказује LCR, нормализован на  $fd$  у функцији параметара  $\kappa$  и  $c$ . Као што се очекивало, присуство јаче LOS компоненте углавном узрокује ниже вредности LCR, док веће вредности параметара озбиљности  $c$  дају мањи LCR вредности.



Слика 4.3. Нормализован AFD за посматрани фединг канал.

Просечно време током (AFD) дефинише време у коме однос енvelope остаје испод наведеног прага  $x$  након преласка тог нивоа у смеру на доле [136]. AFD може бити одређено као

$$T_x(x) = \frac{F_x(x)}{N_x(x)} \quad (4.16)$$

Након замене (4.14) и (4.7) у (4.16) AFD посматраног процеса се може ефикасно проценити. На слици 4.3, вредности AFD приказани су, нормализовани на  $fd$  у функцији параметара  $\kappa$  и  $c$ . Као што се очекивало, веће вредности параметара озбиљности  $c$  пружају мање AFD вредности.



## 5. Перформансе DVBT преноса у NLOS окружењу

У овом поглављу су приказани резултати за условне вероватноће грешке по биту за различите типове модулација. У поглављу 4.1.1 предсатвљен је нови модел пропагације на основу кога је могуће извршити моделовање и анализу перформанси преноса у 5G системима. У Табели 5.1 представљени су изрази за условну вероватноћу грешке по биту при преносу појединим модулационим форматима.

Табела 5.1. Изрази за условне вероватноће грешке по биту при преносу појединим модулационим форматима кроз AWGN комуникациони канал.

Модулација	Израз за BER у AWGN каналу
BPSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(x)$
QPSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{x})$
M-PSK	$\left[ \frac{1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{Mx} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \right]$
D-BPSK	$\frac{1}{2} \exp(-x)$

Ако се условна SEP означи са  $P_s(e|x)$ , онда се усредњавањем по односу SNR, ASEP може одредити на основу:

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_s(e|x) p_x(x) dx; \quad (5.1)$$

Узимајући у обзир представљени израз за густину вероватноће расподеле амплитуде сигнала који се простире у mm Wave опсегу:

$$p_x(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+1}{n} \frac{x^{2p+1} \kappa^c}{\Omega^{n+1} \Gamma(n+1) \Gamma(c) p!} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times 2\kappa\Omega + x2p - n + c / 2Kp - n + c 2\kappa\Omega + x2\Omega, \quad (5.2)$$

У претходном поглављу објашњено је како се овај модел може искористити за моделовање бежичног преноса у NLOS окружењу.

Након замене (5.2) у (5.3) могуће је израчунати вероватноће грешке по биту приликом простирања сигнала при употреби различитих модулационих формата у функцији улазне снаге сигнала.

На графику 5.1 представљене су вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса помоћу BPSK модулационог формата. Са слике је видљиво да пораст параметра  $\kappa$  и параметра  $c$  доводи до смањена вредности вероватноће грешке што се може објаснити тиме да са порастом вредности наведених параметара се смањује оштрина утицаја фединга при преносу.

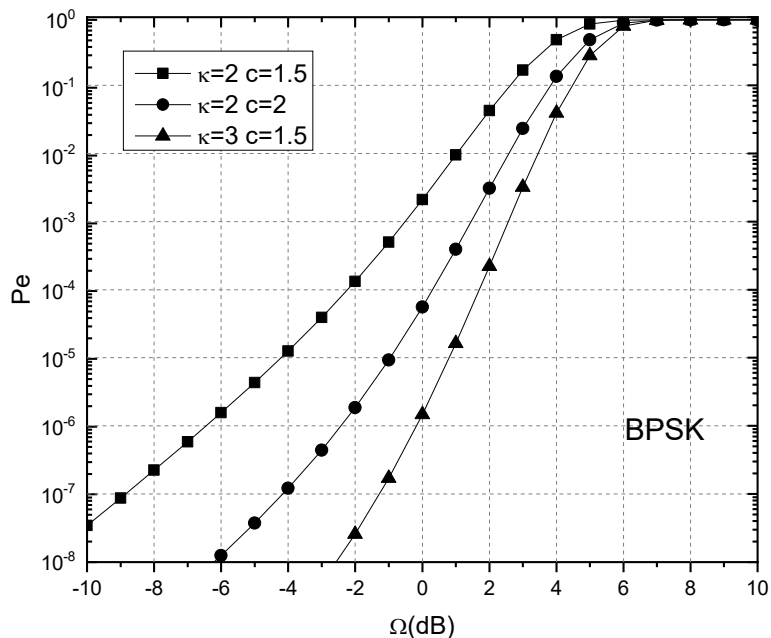


График 5.1 Вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса BPSK модулационим форматом

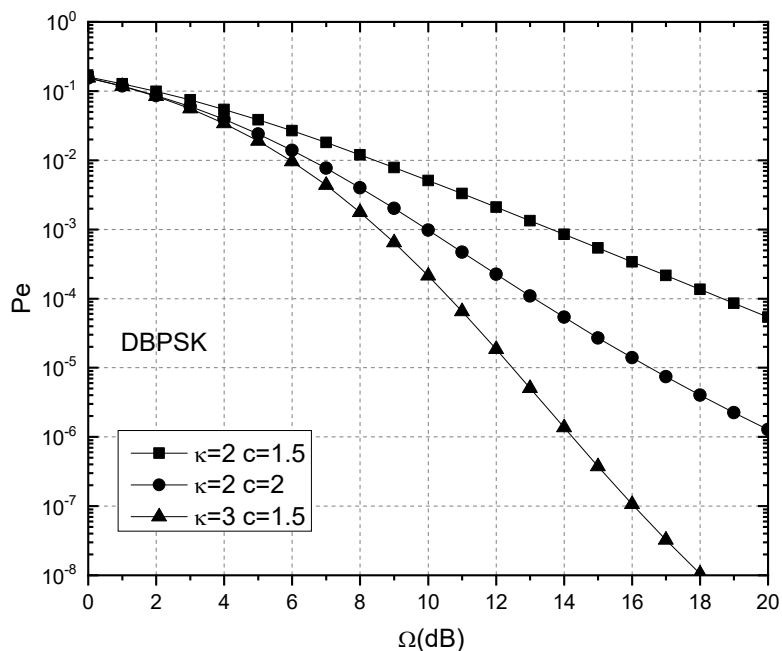


График 5.2 Вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса DBPSK модулационим форматом

На графику 5.2 представљене су вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса помоћу DBSK модулационог формата. Са слике је видљиво да пораст параметра  $\kappa$  и параметра  $c$  доводи до побољшања перформанси преноса.

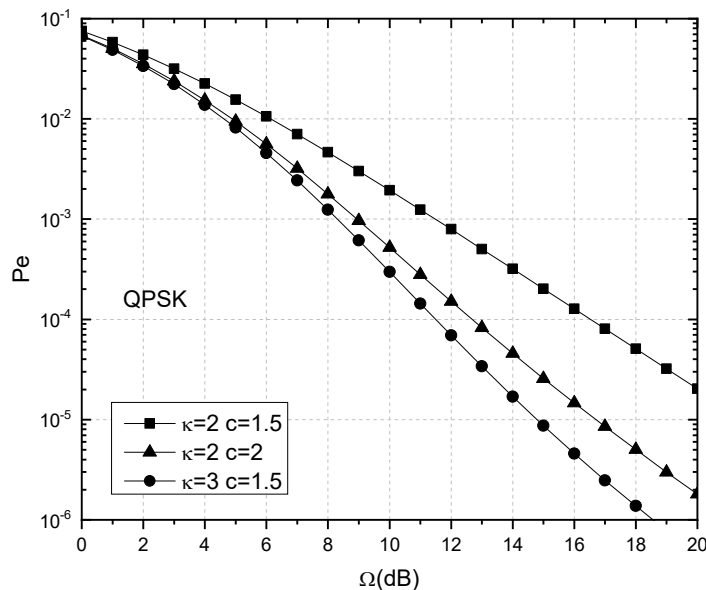


График 5.3 Вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса QPSK модулационим форматом

На графику 5.3 представљене су вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса помоћу QPSK модулационог формата. На графику 5.4 представљене су вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса помоћу 16-PSK модулационог формата. Са графика 5.3 и 5.4 се може видети у којој мери се повећава квалитет сигнала на пријему за случај када се смањује оштрина утицаја фединга у каналу и обрнуто како долази до пораста вредности вероватноће грешке у области вредности параметара које одговарају случају пораста оштрине утицаја фединга у каналу.

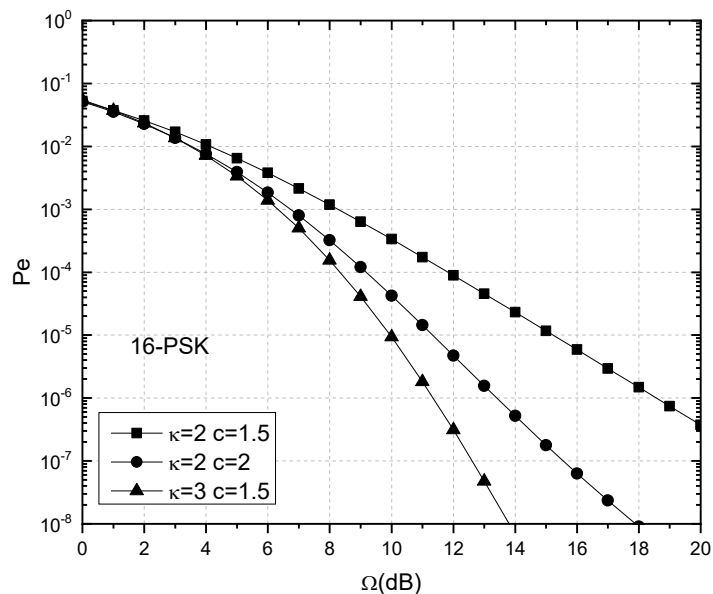


График 5.4 Вредности средње вероватноће грешке по биту за случај преноса 16-PSK модулационим форматом

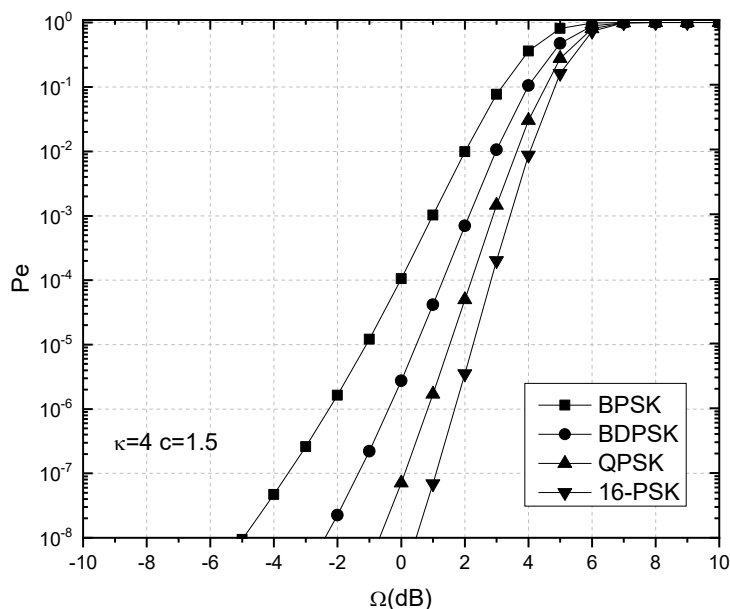


График 5.5 Поређење вредности средње вероватноће грешке по биту за случајеве преноса различитим модулационим форматима

На графику 5.5 представљене су вредности средње вероватноће грешке по биту за случајеве преноса разматраним модулационим форматима када вредности параметара параметра  $\kappa$  и параметра  $c$  одговарају случају простурања у окружењу са смањеном оштрином утицаја фединга. А слике се види да се најбоље перформансе система (најмање вредности вероватноће грешке по биту) добијају за случај преноса 16-PSK модулационом формату. У овом случају пошто се посматра пренос у ммаве подручју односно перформансе 5G система преноса, број констелационих тачака при одабиту модулационог формата не представља више доминантан ограничавајући фактор, па је за

услове пропагационе средине и оштрине утицаја сигнала могуће одредити оптимални модулациони формат чијом се применом постиже жељени квалитет сигнала на пријему.

## 6. Закључак

У првом поглављу, извођење модела OFDM система је потврдило да се подаци симбола независно преносе преко вишеструког фединг радио канала. Тако би требало да се претпостави, међутим, да је максимални вишак каналног кашњења краћи од GI и да је систем довољно синхронизован. Мале грешке у синхронизацији могу довести до систематског фазног ротирања података консталационих тачака, карактеристика које могу да се искористе за процену синхронизацијског офсета. Ако временске -или- фреквенцијске синхронизационе грешке постану сувише велике, ортогоналност SC је делимично изгубљена, а SNR система је деградиран, то јест, настају ISI и ICI. ICI такође може бити и резултат веома брзе каналне варијације (Доплерово ширење), или због фазе носиоца цитера.

Представљени модел система може се користити за аналитичке студије различитих аспеката OFDM технике, као, на пример, у обављању процене. Уведени основни модел претпоставља савршену синхронизацију, док проширени модел разматра фазну ротацију због малог офсета синхронизације.

Анализа перформанси некодоване OFDM шеме заснива се на класичној формули коју је дао Проакис ([1, Додатак Б]). Изрази су изведени за процену различитих модулационих шема и за кохерентну и за диференцијалну детекцију. Примењен је FD модел канала за Рајсов канални фединг. Он омогућава да се резултати перформанси прикажу као функција параметра канала  $\{P_0, K, \tau_{\text{rms}}\}$ , NRP, Рајсов K-фактор, и RDS.

Под претпоставком савршене каналне процене или ако се примењују диференцијалне шеме, комплетна канална корелација и перформансе су одређене са  $P_0$  и  $K$ . Ови параметри

одређују просечну снагу сигнала и дубину слабљења. Боље перформансе се постижу преко канала који имају виши К-фактор јер је слабљење плиће.

Извођењем диференцијалне детекције у FD, виде се резултати деградације због мале разлике TF канала код суседних SC (чији подаци симбола се упоређују). Пошто, за мале фреквенцијске заостатке, постоји веома строг однос између ове корелационе функције и RDS-a,  $\tau_{\text{rms}}$ , од канала (посебно за Релијев канални фединг), може се закључити да деградацију перформанси одликује  $\tau_{\text{rms}}$ . (Прецизније, учинак је дефинисан производом, где је  $\tau_{\text{rms}}F$  размак између SC). Несавршено време синхронизације такође има утицај, јер систематски се уводе фазни офсети између суседних SC.

За слабо-мобилне OFDM системе засноване на WLAN-а који се посматра, корелација наредних симбола у временском правцу је много већа од корелације симбола на суседним SC. Због тога се препоручује да се примењује диференцијална детекција у временском правцу, а не у фреквенцијском правцу. У овом случају, систематски фазни офсет је изазван несавршеном синхронизацијом фреквенције носиоца.

Проширивањем модела OFDM система, могуће је анализирати несавршености OFDM система. Фреквенцијски синхронизациони офсет, на пример, доводи до ICI, што се може објаснити термином додатног шума [11]. На сличан начин, утицај Доплеровог простирања, фазни шум, или грешка каналне-процене могу бити укључене. Користећи оригиналне једначине [1], такође је могуће да се истражује диверзитети техника [15-17]

У другом поглављу започето је објашњење са кратком историјском перспективом за развој MPEG-визуелног стандарда, MPEG-4 визуелних профила и функција. Ово укључује различит скуп алата за кодовање описаних у стандарду који може да подржи широк спектар апликација, као што је ефикасно кодовање видео фрејмова, видео кодовања за преносне мреже склоне грешкама, објектно базирано кодовање и манипулација, као и интерактивне визуелне апликације.

У поглављу 2.3 приказан је MPEG-4 стандард за кодовање који подржава објектно базирано представљање видео секвенци. Ово омогућава одговарајући приступ и манипулацију произвољних облика региона у фрејмовима видео секвенце.

Скалабилно кодовање је још једна функција подржана од MPEG-4. Скалабилност је подржана у смислу генерисања неколико слојева информација. Поред основног слоја, унапређени слојеви могу да буду декодовани, што ће побољшати квалитет резултујуће слике у смислу остваривања временске или просторне резолуције.

У поглављу 2.5 циљ мерења PSNR је уведен за квантификовање квалитета видео записа. На крају, ефекат неких важних параметара видео кодовања је разматран у поглављу 2.6, почевши са нагласком на параметару величине корака квантизера, који такође утиче и на циљане битске брзине резултујућег видеа.

Спецификације MPEG-4 стандарда настављају да се развијају уз додавање нових алата, као што је недавно представљен профил који подржава видео стримовање. Међутим, међу програмерима и произвођачима, најпопуларнији елементи MPEG-4 визуелног стандарда до сада су "Simple" и напредни "Simple Profile" алати, који су сумирани у табели 2.1

H.264 стандард кодовања видеа пружа механизме који су оптимизовани за ефикасну компресију и има за циљ да подржи мултимедијалне комуникације практичне примене. Опсег доступних кодних алата који су на располагању је више ограничен него у MPEG-4 визуелном стандарду због његовог ужег фокуса апликација, али и даље постоје бројни могући избори параметара за кодовање и друге стратегије. Успех практичне реализација H.264 зависи од пажљивог дизајна кодека и ефикасног избора параметара кодовања.

У трећем поглављу представљени су аспекти отпорности на грешке MPEG-4 видео стандарда. Бројни алати за отпорности на грешке су адаптирани за MPEG-4 видео

стандард, што олакшава робуснији пренос компресованог видеа преко комуникационих канала који су склони грешкама, као што су бежични линкови. У одељку 3.6, су у детаље описани ови алати и истакнуте су њихове релативне предности.

Пошто је описан MPEG-4 битстрим и алатке за отпорност на грешке, у одељку 3.5 смо испитивали хијерархију MPEG-4 битстрим организације, тачније VO, VOL, VOP и MB слојеве. Такође квантификовали смо релативну учесталост одређених параметара. Ми смо показали да трансформациони коефицијент ( $T_{\text{COEFF}}$ ) параметар има највећу вероватноћу појаве, која представља више од 90% од укупног броја битова од битске брзине 1 Mbit/s користећи QCIF “Мис Америке” видео секвенцу. Онда је спроведена серија MPEG-4 студија битске осетљивости, што показује да информације заглавља о VO, VOL, VOP и MB хијерархије су изузетно осетљиви, јер ако су параметри заглавља оштећени, цео кодовани битстрим може постати немогућ за декодовање. Насупрот томе, у присуству грешака у  $T_{\text{COEFF}}$ , битстрим и даље може бити декодован, мада реконструисана текстура видеа може бити перцептивно деградирана, као што се види на сликама 3.17 и 3.18.

Перцептивни ефекти неких од погрешних или оштећених битова могу бити сакривени у извесној мери уз помоћ алата отпорних на грешке уведених у MPEG-4 стандард. Међутим, такође постоји низ других нових метода које ће додатно побољшати перформансе видео кодека за бежичан пренос, које нису биле укључене у стандардне. Ако су кодер и декодер свесни ограничења наметнутих од комуникационих канала, они су у стању да даље побољшају отпорност кодека. Ово поглавље је углавном посвећено аспектима отпорности на грешке видео кодека.

У поглављу 3.6 су описане разлике између MPEG-4 и H.264 видео кодека, а приказан је и низ компаративних графика. Описане су и разлике између ова два кодека у погледу стандарда, функционалности и алгорита кодовања. Разлика алгорита, методе предвиђања (просторна предвиђања и компензација покрета), трансформационо кодовање и ентропијско кодовање имају највећи утицај на ефикасност кодовања. Нацртане су различите упоредне криве од разних видео секвенци, показујући како перформансе H.264 кодека варирају након измене неких својих параметара.

У четвртој поглављу, разматрање Рајсовог  $K$ -фактора као случајног IG процеса у LOS. Размотрене су условне 5G бежичне комуникације, уместо разматрања Рајсовог  $K$ -фактора као детерминистичке варијабиле са константном вредношћу која је дефинисана са својствима 5G комуникационог система. Изрази затвореног облика изведени су за PDF и CDF за посматрани пропагациони сигнал. Даље, на основу тих израза, LCR и AFD су ефикасно процењени и анализирани за посматрани случај у функцији параметара система.

У петом поглављу разматране су перформансе бежичног преноса у мМWave опсеги за потенцијалне примене при преносу DVBT сервиса у 5G системима. Одређена је стандардна мера перформанси система, средња вероватноћа грешке по биту при преносу различитим модулационим форматима за различите параметре пропагационих сценарија и различите оштрине утицаја фединга и ефекта сенке при пропагацији.

Изведена је анализа у циљу утврђивања оптималног сценарија пријема HD видео сигнала, као и одређивања оптималних вредности параметара таквог преноса. Представљена су аналитичка и нумеричка решења проблема, а утицаји појединих параметара система на перформансе бежичног преноса су графички представљени.

На основу изведене анализе сагледавањем перформанси DVBT преноса у NLOS окружењу у присуству различитих типова сметњи могу се одредити оптималне вредности параметара линка за које би био обезбеђен захтевани HD квалитет преноса и интеграција са видео сервисима 5G системима.

Применом предложених сценарија преноса укључујући и избор одговарајућег модулационог формата, броја подносиоца и типа кодовања могуће је остварити велике брзине преноса уз висок ниво квалитета HD DVBT сигнала.

## 7. Референце

1. J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., New York; McGraw-Hill, 1995.
2. R. Prasad, *Universal Personal Communications*, Norwood, MA; Artech House, 1998, Ch.10.
3. R. van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
4. O. Edfors, et al., *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Research Report TULEA 1996, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, at <http://www.sm.luth.se/csee/sp/publications.html>.
5. O. Edfors, "Low-Complexity Algorithms in Digital Receivers," Ph.D. Thesis, Luleå University of Technology, September 1996.
6. M. Sandell, "Design and Analysis of Estimators for Multicarrier Modulation and Ultrasonic Imaging," Ph.D. Thesis, Luleå University of Technology, September 1996.
7. M. Speth, et al., "Optimum Receiver Design for Wireless Broadband Systems Using OFDM—Part I," *IEEE Trans. Communications*, Vol. 47, No. 11, November 1999, pp. 668—1677.



8. S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Communications Technology*, Vol. COM-19, No. 5, October 1971, pp. 628—634.
9. A. Peled and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," *Proc. IEEE mt. Conf Acoust., Speech, Signal Processing*, Denver, CO, 1980, pp. 964—967.
10. P. Pollet, M. van Blade and M. Moenclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 43, Nos. 2—4, February—April 1995, pp. 191—193.
11. P. H. Moose, "A Tecimique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 42, No. 10, October 1994, pp. 2908-2914.
12. P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Trans. on Commun. Systems*, Vol. CS-li, December 1963, pp. 361—393.
13. R. Steele, *Mobile Radio Communications*, New York: John Wiley & Sons, 1992.
14. W. C. Jakes Jr., *Microwave Mobile Communications*, New York: Join Wiley & Sons, 1974.
15. J. Lu, et al., "BER Performance of OFDM-MDPSK Systems in Frequency-Selective Ricean Fading with Diversity Reception," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, July 2000, pp. 121 6—1225.
16. X. Dong, T. T. Tjhung and F. Adachi, "Error Probability Analysis for 16 STAR-QAM in Frequency-Selective Ricean Fading with Diversity Reception," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 47, No. 3, August 1998, pp. 924—9 35.
17. T. T. Tjhung, "BER Performance of 16 STAR-QAM in Ricean Fading with Diversity Reception," *Proc. PIMRC'94*, The Hague, the Netherlands, 1994, pp. 80—84.
18. P. Howard and J. Vitter, "Arithmetic coding for data compression," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, pp. 857– 865, June 1994.
19. R. M. Fano, "Transmission of Information," in M.I.T. Press Cambridge, MA, 1949.
20. J. B. Connell, "A Huffman-Shannon-Fano code," *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, pp. 1046–1047, 1973.
21. L. Hanzo, P. J. Cherriman and J. Street, *Wireless Video Communications: Second to Third Generation Systems and Beyond*. NJ, USA : IEEE Press., 2001.
22. L. Hanzo, P. J. Cherriman and J. Street, *Wireless Video Communications: Second to Third Generation Systems and Beyond*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
23. K. R. Rao and P. Yip, *Discrete Cosine Transform - Algorithms, Advantages, Applications*. San Diego, CA: Academic Press, 1990.
24. G. J. Sullivan, T. Wiegand and T. Stockhammer, "Draft H.26L video coding standard for mobile applications," in *Proceedings of IEEE International Conference on Image Processing*, vol. 3, (Thessaloniki, Greece), pp. 573–576, October 2001.
25. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Generic coding of audio-visual objects.," in Part 2: Visual. Draft ISO/IEC 14496-2 (MPEG-4), version 1, ISO/IEC, (Geneva), 1998.
26. Joint Video Team (JVT) of ISO/IEC MPEG and ITU-T VCEG, "Joint Final Committee Draft (JFCD) of joint video specification (ITU-T Rec. H.264 † ISO/IEC 14496-10 AVC)," August 2002.

27. ITU-T/SG15, "Video coding for low bitrate communication," in ITU-T Recommendation H.263, Version 1, ITU-T, Geneva, 1996.
28. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5 Mbits/s.," in Part 2: Video. Draft ISO/IEC 11172-2 (MPEG-1), ISO/IEC, (Geneva), 1991.
29. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio.," in Part 2: Video. Draft ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2) and ITU-T Recommendation H.262, ISO/IEC and ITU-T, (Geneva), 1994.
30. ITU-T Experts Group on very low Bitrate Visual Telephony, "ITU-T Recommendation H.263:Video coding for low bitrate communication," December 1995.
31. MPEG Video Group, "Report of ad-hoc group on the evaluation of tools for nontested functionalities of video submissions to MPEG-4," Munich meeting, document ISO/IEC/JTC1/SC29/WG11 N0679, Jan. 1996.
32. ISO/IEC JTC1, "Coding of audio-visual objects - Part 2: Visual," April 1999.
33. ITU-T Recommendation H.263, Version 2, "Video coding for low bitrate communication". International Telecommunications Union, Geneva, January 1998.
34. P. List, A. Joch, J. Lainema, G. Bjontegaard and M. Karczewicz, "Adaptive deblocking filter," IEEE Transaction on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 13, pp. 614–619, July 2003.
35. R. Aravind, M.R. Civanlar and A.R. Reibman, "Packet loss resilience of MPEG-2 scalable video coding algorithms," IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 6, pp. 426–435, October 1996.
36. T. Wiegand, X. Zhang and B. Girod, "Long-term memory motion-compensated prediction," IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 9, pp. 70–84, February 1999.
37. G. Cote and F. Kossentini, "Optimal intra coding of blocks for robust video communication over the Internet," Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 25–34, September 1999.
38. M. Khansari and M. Vetterli, "Layered transmission of signals over powerconstrained wireless channels," in Proc. of the IEEE International Conference on Image Processing (ICIP), vol. 3, (Washington, DC), pp. 380–383, October 1995.
39. G. J. Conklin, G. S. Greenbaum, K. O. Lillevold, A. F. Lippman and Y. A. Reznik, "Video coding for streaming media delivery on the Internet," IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 11, pp. 269–281, March 2001.
40. Y.-Q. Zhang, Y.-J. Liu and R. L. Pickholtz, "Layered image transmission over cellular radio channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 43, pp. 786–794, August 1994.
41. B. Girod, N. Farber and U. Horn, "Scalable codec architectures for Intern " et video-on-demand," in Proceedings of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, (Pacific Grove, CA), pp. 357–361, November 1997.
42. U. Horn, K. Stuhlmuller, M. Link and B. Girod, "Robust Internet video transmiss " ion based on scalable coding and unequal error protection," Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 77–94, September 1999.
43. L. Chiariglione, "The development of an integrated audiovisual coding standard: MPEG," Proceedings of the IEEE, vol. 83, pp. 151–157, February 1995.

44. R. Schafer and T. Sikora, "Digital video coding standards and their role in video communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 83(10), pp. 907–924, June 1995.
45. D. J. Le Gall, "The MPEG video compression algorithm," *Signal Processing: Image Communication*, vol. 4, pp. 129–140, 1992.
46. T. Sikora, "MPEG-4 very low bit rate video," *Proceedings of IEEE ISCAS Conference, Hong Kong*, pp. 1440–1443, February 1997.
47. T. Sikora, "The MPEG-4 video standard verification model," *IEEE Transactions on Circuit and Systems for Video Technology*, vol. 7, pp. 19–31, February 1997.
48. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N0702 Rev., "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio, Recommendation H.262. Draft International Standard," vol. 83, March 1994.
49. ISO/IEC 11172-2 Information technology, "Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5Mbit/s - Video. Standards Organization/International Electrotechnical (in German). International Commission," 1993.
50. MPEG AOE Group, "Proposal package description (PPD)-Revision 3," July 1995.
51. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to 1.5Mbits/s. Part 2: Video. Draft ISO/IEC 11172-2 (MPEG-1)," ISO/IEC, 1991.
52. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio. Part 2: Video. Draft ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2) and ITU-T Recommendation H.262, ISO/IEC and ITU-T," ISO/IEC, 1994.
53. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Generic coding of audio-visual objects. Part 2: Visual. Draft ISO/IEC 14496-2 (MPEG-4), version 1," 1998.
54. A. Jain, *Fundamentals of Digital Image Processing*. Wnglewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
55. O. Avaro, A. Eleftheriadis, C. Herpel, G. Rajan, L. Ward, "MPEG-4 systems: overview," *Signal Processing: Image Communication*, vol. 15, pp. 281–298, 2000.
56. G. Franceschini, "The delivery layer in MPEG-4," in *Signal Processing: Image Communication*, vol. 15, pp. 347–363, 2000.
57. C. Herpel, "Architectural considerations for carriage of MPEG-4 over IP network," *ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N2615*, December 1998.
58. C. Herpel, A. Eleftheriadis, "MPEG-4 systems: elementary stream management," *Signal Processing: Image Communication*, vol. 15, pp. 299–320, 2000.
59. R. Talluri, "Error-resilient video coding in the ISO MPEG-4 standard," *IEEE Communications Magazine*, pp. 112–119, June 1998.
60. H. Schulzrinne, S. Casner, R. Frederick, V. Jacobson, "RTP: A transport protocol for real-time applications," *RFC 1889*, January 1996.
61. L. Chiariglione, "MPEG and multimedia communications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 7, pp. 5–18, February 1997.
62. K. N. Ngan, T. Sikora, M.-T. Sun and S. Pamchanathan, "Segmentation, description and retrieval of video content," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, special issue, vol. 8(5), pp. 521–524, September 1998.

63. K. N. Ngan, T. Sikora, M.-T. Sun and S. Pamchanathan, "Representation and coding of images and video," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, special issue, vol. 8, pp. 797–801, November 1998.
64. ISO/IEC 13818-2 MPEG-2 Video Coding Standard, "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video," March 1995.
65. T. Sikora and L. Chiariglione, "MPEG-4 Video and its potential for future multimedia services," *Proceedings of IEEE ISCAS Conference, Hong Kong*, vol. 2, pp. 1468–1471, June 1997.
66. F. Bossen, T. Ebrahimi, "A simple and efficient binary shape coding technique based on bitmap representation," *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'97), Munich, Germany*, vol. 4, pp. 3129–3132, April 1997.
67. T. Ebrahimi, C. Horne, "MPEG-4 natural video coding - An overview," *Signal Processing: Image Communication*, vol. 15, no. 4, pp. 365–385, 2000.
68. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N1902, "Information technology - coding of audio visual objects: visual," October 1997.
69. Recommendation ITU-T BT.500-11, "Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures," in ITU-T, 2002.
70. ITU-T/SG 16/VCEG(formerly Q.15 now Q.6), "H.26L test model long term number 7 (TML-7), Doc. VCEGM81," April 2001.
71. Y. Zeng, L. Cheng, G. Bi and A. Kot, "Integer DCTs and fast algorithms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, pp. 2774–2782, November 2001.
72. W. Choi and B. Jeon, "Dynamic UVLC codeword remapping with fixed re-association table for H.26L," in *Picture Coding Symposium(PCS), (Seoul, Korea)*, pp. 167–170, April 2001.
73. D. Marpe, G. Blattermann, G. Heising and T. Wiegand, "Further results for CABAC entropy coding scheme," Document VCEG-M59, ITU-T Video Coding Experts Group, Apr. 2001, <http://standards.pictel.com/ftp/video-site/0104Aus/VCEG-M59.doc>.
74. R. J. Clarke, "Transform coding of images," in *Microelectronics and Signal Processing*. London: Academic Press, 1985.
75. T. N. N. Ahmed and K. Rao, "Discrete Cosine Transform," *IEEE Transactions on Computers*, pp. 90–93, January 1974.
76. ITU-T Rec. H.26L/ISO/IEC 11496-10, "Advanced video coding," Final Committee Draft, Document JVTE022, September 2002.
77. D. Marpe, G. Blattermann, G. Heising and T. Wiegand, "Adaptive codes for H.26L," ITU-T SG16/Q.6 VCEGL-13, January 2001.
78. ITU-T, "Video coding for low bitrate communication," ITU-T Recommendation H.263; version 1, November 1995.
79. J. Signes, Y. Fisher and A. Eleftheriadis, "MPEG-4's binary format for scene description," in *Signal Processing: Image Communication, Special issue on MPEG-4*, vol. 15, pp. 312–345, January 2000.
80. A. M. Tekalp and J. Ostermann, "Face and 2-D mesh animation in MPEG-4," in *Signal Processing: Image Communication, Special issue on MPEG-4*, vol. 15, pp. 387–421, January 2000.
81. J.G. Proakis, *Digital Communication*. 3rd ed. McGraw-Hill, New York, 1995.

82. S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994.
83. A. Andreadis, G. Benelli, A. Garzelli, S. Susini, "FEC coding for H.263 compatible video transmission," *Proceedings of International Conference on Image Processing*, Santa Barbara, CA, pp. 579–581, October 1997.
84. J. Wen, J. D. Villasenor, "A class of reversible variable length codes for robust image and video coding," *Proceedings 1997 IEEE International Conference on Image Processing*, vol. 2, pp. 65–68, October 1997.
85. A. Li, S. Kittitornkun, Y. H. Hu, D. S. Park and J. Villasenor, "Data partitioning and reversible variable length codes for robust video communications," in *IEEE Data Compression Conference Proceedings*, Snowbird, UT, pp. 460–469, March 2000.
86. B. L. Montgomery and J. Abrahams, "Synchronization of binary source codes," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 32, pp. 849–854, November 1996.
87. Y. Takishima, M. Wada and H. Murakami, "Reversible variable length codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 158–162, February 1995.
88. C. Bormann, L. Cline, G. Deisher, T. Gardos, C. Maciocco, D. Newell, J. Ott, G. Sullimendation, S. Wenger, C. Zhu, "RTP Payload format for the 1998 version of ITU-T recommendation H.263 video (H.263+); Request for Comments 24291," , May 1998.
89. T. S. Rappaport, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, and Y. Qiao, "Proceeding of the 38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular & peer-to-peer wireless communications," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '12)*, pp. 4568–4573, Ottawa, ON, Canada, June 2012.
90. T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor Urban cellular communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1850–1859, 2013.
91. E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger, "Millimeter-wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder," in *Proceedings of the 54th Annual IEEE Global Telecommunications Conference: "Energizing Global Communications" (GLOBECOM '11)*, Kathmandu, Nepal, December 2011.
92. G. R. Maccartney Jr. and T. S. Rappaport, "73GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urbanmobile and backhaul communications in New York City," in *Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Communications (ICC '14)*, pp. 4862–4867, Sydney, Australia, June 2014.
93. S. K. Yoo, S. L. Cotton, R. W. Heath, and Y. J. Chun, "Measurements of the 60 GHz UE to eNB Channel for Small Cell Deployments," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 178–181, 2017.
94. D. Beauvarlet and K. L. Virga, "Measured characteristics of 30-GHz indoor propagation channels with low-profile directional antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, pp. 87–90, 2002.
95. J. Reig, M.-T. Mart'inez-Ingl'es, L. Rubio, V.-M. Rodrigo-Penarrocha, and J. Molina-Garc'ia-Pardo, "Fading evaluation in the 60GHz band in line-of-sight conditions," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 984102, 12 pages, 2014.

96. M. K. Samimi, G. R. Maccartney, S. Sun, and T. S. Rappaport, “28GHz millimeter-wave ultrawideband small-scale fading models in wireless channels,” in *Proceedings of the 83rd IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2016*, May 2016.
97. K. Haneda, L. Tan, Y. Zheng et al., “5G 3GPP-like channel models for outdoor urban microcellular and macrocellular environments,” in *Proceedings of the 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1–7, Nanjing, China, May 2016.
98. G. Berardinelli, K. I. Pedersen, T. B. Sørensen, and P. Mogensen, “Generalized DFT-Spread-OFDM as 5G Waveform,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 99–105, 2016.
99. G. Berardinelli, F. M. L. Tavares, T. B. Sørensen, P. Mogensen, and K. Pajukoski, “Zero-tail DFT-spread-OFDM signals,” in *Proceedings of the 2013 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2013*, pp. 229–234, Atlanta, Ga, USA, December 2013.
100. A. Sahin, R. Yang, M. Ghosh, and R. L. Olesen, “An improved unique word DFT-spread OFDM scheme for 5G systems,” in *Proceedings of the IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2015*, USA, December 2015.
101. N. Michailow, M. Matthe, I. S. Gaspar et al., “Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, 2014.
102. B. Farhang-Boroujeny and H. Moradi, “OFDM Inspired Waveforms for 5G,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 2474–2492, 2016.
103. X. Zhang, L. Chen, J. Qiu, and J. Abdoli, “On the Waveform for 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 74–80, 2016.
104. T. Bai, R. Vaze, and R. W. Heath, “Analysis of blockage effects on urban cellular networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 5070–5083, 2014.
105. A. Ghosh, N. Mangalvedhe, R. Ratasuk et al., “Heterogeneous cellular networks: from theory to practice,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 6, pp. 54–64, 2012.
106. H. Jung and I.-H. Lee, “Outage analysis of millimeter-wave wireless backhaul in the presence of blockage,” *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2268–2271, 2016.
107. S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.
108. J. Zhang, X. Ge, Q. Li, M. Guizani, and Y. Zhang, “5G millimeter-wave antenna array: design and challenges,” *IEEE Wireless Communications Magazine*, pp. 2–8, 2016.
109. F. Long and C. Zhang, *Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations*, Wiley-IEEE, 2016.
110. T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez, “State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, 2011.
111. H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, “A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 9, pp. 143–149, 2002.
112. Q. H. Li, G. J. Li, W. Lee et al., “MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 5, pp. 86–92, 2010.

113. J. Kim and I. Lee, "802.11 WLAN: history and new enabling MIMO techniques for next generation standards," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 134–140, 2015. International Journal of Antennas and Propagation 5
114. M.-T. Martinez-Ingles, D. P. Gaillot, J. Pascual-Garcia, J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, and J.-V. Rodr'iguez, "Deterministic and experimental indoor mmW channel modeling," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1047–1050, 2014.
115. S. Ranvier, C. Icheln, and P. Vainikainen, "Measurement-based mutual information analysis of MIMO antenna selection in the 60-GHz band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 686–689, 2009.
116. I. BenMabrouk, J. Hautcoeur, L. Talbi, M. Nedil, and K. Hettak, "Feasibility of a millimeter-wave MIMO system for short-range wireless communications in an underground gold mine," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 4296–4305, 2013.
117. S. J. Lee and W. Y. Lee, "Capacity of multiple beamformed spatial stream transmission in millimetre-wave communication channels," *IET Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 1263–1268, 2013.
118. M. D. Foegelle, "Creating a complex multipath environment simulation in an anechoic chamber," *Microwave Journal*, vol. 53, no. 8, pp. 56–64, 2010.
119. ITU, in *Proceedings of the World Radio Communication Conference (WRC '15)*, Geneva, Switzerland, 2015, ITU 500-E.
120. J. Kunisch and J. Pamp, "Ultra-wideband double vertical knifeedge model for obstruction of a ray by a person," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB '08)*, pp. 17–20, Hannover, Germany, September 2008.
121. M. Ghaddar, L. Talbi, and T. A. Denidni, "Human body modeling for prediction of effect of people on indoor propagation channel," *IEEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 25, pp. 1592–1594, 2004.
122. M. Ghaddar, L. Talbi, T. A. Denidni, and A. Sebak, "A conducting cylinder for modeling human body presence in indoor propagation channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3099–3103, 2007.
123. E. J. Violette, R. H. Espeland, R. O. DeBolt, and F. Schwering, "Millimeter-wave propagation at street level in an urban environment," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 3, pp. 368–380, 1988.
124. K. Sato, T. Manabe, T. Ihara et al., "Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office building in the 60-GHz band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 12, pp. 1783–1792, 1997.
125. T. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
126. T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, 2015.
127. M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi et al., "Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1164–1179, 2014.

128. S. Hur, S. Baek, B. Kim et al., "Proposal on millimeter-wave channel modeling for 5G cellular system," *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 454–469, 2016.
129. J. Kyrolainen, P. Kyosti, J. Meinila et al., "Channel modelling for the fifth generation mobile communications," in *Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP '14)*, pp. 219–223, IEEE, The Hague, The Netherlands, April 2014.
130. J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, and A. Goldsmith, "The fluctuating two-ray fading model for millimeter wave communications," in *Proceedings of the 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pp. 1–6, Washington, DC, USA, December 2016.
131. A. Rauch, J. Lianghai, A. Klein, and H. D. Schotten, "Fast algorithm for radio propagation modeling in realistic 3-D urban environment," *Advances in Radio Science*, vol. 13, pp. 169–173, 2015.
132. L. J. Greenstein, S. S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D. G. Michelson, "Rician k-factors in narrow-band fixed wireless channels: theory, experiments, and statistical models," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 4000–4012, 2009.
133. S. K. Yoo, P. C. Sofotasios, S. L. Cotton, M. Matthaiou, M. Valkama, and G. K. Karagiannidis, "The Kappa -  $\mu$ /inverse gamma composite fading model," in *Proceedings of the 2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 166–170, Hong Kong, China, August 2015.
134. I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series, and Products*, Academic Press, New York, NY, USA, 1980.
135. V. Witkovsk'y, "Computing the distribution of a linear combination of inverted gamma variables," *Kybernetika*, vol. 37, no. 1, pp. 79–90, 2001.
136. X. Dong and N. C. Beaulieu, "Average level crossing rate and average fade duration of selection diversity," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 10, pp. 396–398, 2001.
137. Z. Hadzi-Velkov, "Level crossing rate and average fade duration of selection diversity with Rician-faded cochannel interferers," *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 9, pp. 649–651, 2006.